

ÉTUDE FORMELLE POUR LA SYNTHÈSE DE CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ASYMÉTRIQUES: TOPOLOGIES, MODULATION ET COMMANDE

THÈSE N° 3188 (2005)

PRÉSENTÉE À LA FACULTÉ SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR

Institut des sciences de l'énergie

SECTION DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET ÉLECTRONIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES TECHNIQUES

PAR

Jean-Sébastien MARIÉTHOZ

ingénieur en électricité diplômé EPF
de nationalités suisse et française originaire de Nendaz (VS)

acceptée sur proposition du jury:

Prof. A.-Ch. Rufer, directeur de thèse
Dr F. Bordry, rapporteur
Dr T. Meynard, rapporteur
Prof. Y.-O. Perriard, rapporteur

Lausanne, EPFL
2005

Table des matières

Résumé	vii
Abstract	ix
Remerciements	xi
Introduction générale	1
1 Introduction aux onduleurs multiniveaux asymétriques	5
1.1 Principales topologies d'onduleurs multiniveaux	5
1.1.1 Onduleurs NPC	5
1.1.2 Onduleurs à cellules imbriquées	10
1.1.3 Onduleurs multiniveaux symétriques	13
1.1.4 Onduleurs multiniveaux asymétriques	16
1.1.5 Propriétés des principales structures	18
1.2 Intérêt des onduleurs multiniveaux asymétriques	21
1.2.1 Caractérisation des pertes des interrupteurs usuels	23
1.2.2 Expressions des pertes en fonction de la structure	27
1.2.3 Comparaison des pertes	30
1.3 Synthèse des résultats	36
2 Combinaisons de cellules	39
2.1 Règles d'association des onduleurs monophasés	40
2.1.1 Modèle de l'onduleur étudié	40
2.1.2 Représentation des états et niveaux	41
2.1.3 Condition d'uniformité du pas	43
2.1.4 Condition de modulation optimisée	49
2.2 Règles d'association des onduleurs triphasés	58

2.2.1	Redondance des phaseurs spatiaux	59
2.2.2	Détermination des voisins d'un vecteur de tension	62
2.2.3	Condition d'uniformité vectorielle	65
2.2.4	Condition de modulation vectorielle optimisée	74
2.2.5	Propriétés de quelques configurations triphasées	78
2.2.6	Evaluation de quelques configurations	82
2.3	Combinaisons de cellules à rapports de pas rationnels	83
2.3.1	Objectif : dépasser le cadre imposé par la condition d'uniformité	83
2.3.2	Dimensionnement scalaire	84
2.3.3	Dimensionnement vectoriel	86
2.3.4	Propriétés des configurations à pas rationnel	87
2.4	Combinaisons de cellules à phases asymétriques	90
2.4.1	Etude du cas habituel, pas identiques	90
2.4.2	Vecteurs obtenus avec deux pas différents	91
2.4.3	Vecteurs obtenus avec trois pas différents	93
2.4.4	Propriétés des configurations à phases asymétriques	93
2.4.5	Evaluation de configurations à phases asymétriques	94
2.5	Conclusions	102

3 Modulation 105

3.1	Etat de l'art	105
3.1.1	Rôle de la modulation	105
3.1.2	Principes de la MLI	106
3.1.3	Principes des modulateurs multiniveaux classiques	112
3.1.4	Propriétés des modulateurs multiniveaux classiques	113
3.2	Modulateur à trames orientées	121
3.2.1	Points à améliorer	121
3.2.2	Trames et séquences de trames	121
3.2.3	Principe d'optimisation des séquences de trames	124
3.3	Méthodes d'évaluation des modulateurs	127
3.3.1	Mesures	127
3.3.2	Analyse par transformée de Fourier rapide	129
3.3.3	Analyse par double série de Fourier	130
3.3.4	Analyse par décomposition du signal en éléments simples	137
3.4	Evaluation des performances des modulateurs	141
3.4.1	Evaluation pour les applications monophasées	141
3.4.2	Evaluation pour les applications triphasées	141
3.5	Répartition des niveaux	144
3.5.1	Répartitions types de la référence	144
3.5.2	Représentation la plus proche de la référence	145

3.5.3	Propriétés du signal quantifié	146
3.5.4	Méthodes d'optimisation de la distribution des niveaux . . .	148
3.5.5	Optimisation des distributions de niveaux	149
3.5.6	Bilan des optimisations	151
3.6	Conclusions	151
4	Stratégies de commande	153
4.1	Introduction	153
4.1.1	Structure de la commande	153
4.1.2	Génération des signaux de commande	154
4.2	Stratégies de minimisation des commutations	156
4.2.1	Etat de l'art : décomposition de la référence	156
4.2.2	Première amélioration : introduction d'une mesure de distance	158
4.2.3	Deuxième amélioration : reformulation	159
4.2.4	Commutation dans l'espace des états	160
4.3	Commande vectorielle des onduleurs triphasés	165
4.3.1	Quantification de la référence	165
4.3.2	Calcul des rapports cycliques de modulation	167
4.4	Stratégie vectorielle de minimisation des commutations	168
4.4.1	Principe	168
4.4.2	Stratégie de commutation de la grande cellule	169
4.4.3	Choix du vecteur de base actif après commutation	170
4.5	Conclusions	170
5	Alimentation des cellules	173
5.1	Contraintes imposées à l'alimentation	173
5.1.1	Circulation de puissance entre cellules	173
5.1.2	Pertes liées aux échanges de puissance	175
5.2	Topologies du convertisseur complet	175
5.2.1	Convertisseurs d'alimentation	177
5.2.2	Convertisseurs DC-AC	180
5.2.3	Convertisseurs AC-AC	184
5.3	Réglage des flux d'énergie des onduleurs monophasés	188
5.3.1	Préambule : alimentation constituée de redresseurs uni- quement	188
5.3.2	Généralités	194
5.3.3	Principe d'équilibrage applicable à toute configuration . . .	195
5.3.4	Configurations satisfaisant équilibrage et pas uniforme . . .	195
5.3.5	Configurations satisfaisant équilibrage et modulation opti- misée	201

5.3.6	Retour à l'équilibre en cas de sollicitation importante . . .	203
5.4	Réglage des flux d'énergie des cellules des onduleurs triphasés . .	205
5.4.1	Introduction	205
5.4.2	Préambule : méthodes d'équilibrage	206
5.4.3	Configurations satisfaisant équilibrage et modulation optimisée	209
5.4.4	Configurations satisfaisant équilibrage et pas uniforme . .	212
5.4.5	Principe d'équilibrage applicable à toute configuration . .	216
5.4.6	Perte d'amplitude atteignable	217
5.4.7	Equilibrage entre phases	219
5.5	Comparaison des performances de deux convertisseurs complets .	221
5.5.1	Dimensionnement des convertisseurs à comparer	221
5.5.2	Comparaison du nombre de niveaux	222
5.5.3	Comparaison des pertes	224
5.5.4	Comparaison de la complexité	226
5.6	Conclusions	226
6	Validation expérimentale	229
6.1	Description du prototype	229
6.1.1	Partie puissance	229
6.1.2	Partie commande	230
6.2	Mesures et vérifications	239
6.2.1	Onduleur monophasé, 3 cellules alimentées par convertisseur DC-DC	239
6.2.2	Onduleur triphasé, 2 cellules alimentées par redresseurs .	244
6.2.3	Onduleur triphasé, 2 cellules alimentées par convertisseur DC-DC	254
6.3	Comparaison de structures	263
6.3.1	Convertisseur avec alimentation complète	263
6.3.2	Convertisseur avec alimentation partielle	267
6.3.3	Comparaison des performances	268
	Conclusions	273
A	Tableau de sélection des configurations	279
B	Méthode de recherche des vecteurs voisins	283
B.1	Voisin le plus proche :	283
B.2	Deuxième voisin :	283
B.3	Définition générale de voisin	284

C	Modélisation du convertisseur d'alimentation	287
C.1	Modélisation d'un convertisseur réversible	287
C.1.1	Hypothèses simplificatrices	288
C.1.2	Etude de l'échange de puissance	288
C.2	Modélisation d'un convertisseur multisource	290
C.2.1	Hypothèses simplificatrices	290
C.2.2	Etude de l'échange de puissance	291
C.2.3	Modèle de commande	292
D	Transformation de coordonnées	295
E	Développements	297
E.1	Développement des coefficients de la double-série de Fourier pour un modulateur avec porteuses alternées	297
E.2	Calcul d'une configuration sans circulation de puissance	299
E.3	Echange de puissance entre n sources de tension alternative	301
	Bibliographie	307
	Glossaire	309
	Index des termes et acronymes	311
	Liste des publications	313
	Curriculum vitæ	315

Résumé

Les convertisseurs multiniveaux permettent de délivrer une tension plus élevée et de meilleure qualité que les convertisseurs conventionnels. Leur champ d'application est le domaine des moyennes et hautes tensions à fréquences de pulsation élevées. Parmi les convertisseurs à cellules en série, les onduleurs multiniveaux symétriques sont composés de cellules identiques dont la topologie est généralement le pont en H. Au contraire, les convertisseurs multiniveaux asymétriques, traités dans cette thèse, combinent des cellules haute tension composées d'interrupteurs présentant peu de pertes par conduction avec des cellules basse tension composées d'interrupteurs présentant peu de pertes par commutation. Le rôle des cellules est distinct, l'objectif étant d'une part d'obtenir un convertisseur présentant globalement de meilleures performances, en termes de rendement, et d'autre part d'obtenir une résolution plus élevée avec le même nombre de cellules.

Cette thèse développe l'ensemble des outils permettant d'aboutir à la synthèse d'un convertisseur multiniveau asymétrique.

Elle développe les règles de combinaison des cellules à partir desquelles plusieurs classes d'association d'onduleurs sont définies. La condition d'uniformité du pas de l'onduleur détermine la finesse qu'il est possible d'obtenir. La condition de modulation optimisée détermine comment réduire la fréquence de commutation de la cellule haute tension sans changer celle de la cellule basse tension. Cette propriété est essentielle pour tirer profit de l'hybridation d'interrupteurs de caractéristiques différentes. La condition d'équilibrage des puissances détermine comment contrôler la répartition des puissances entre les cellules.

Les classes d'association obtenues sont différentes pour les convertisseurs monophasés et triphasés sans neutre, elles permettent de sélectionner une configuration de convertisseur adaptée à une application donnée.

Des voies permettant d'améliorer la résolution du convertisseur sont également explorées.

La modulation est essentielle pour associer un signal de qualité (qui sera effectivement délivré à la charge à l'aide des niveaux disponibles) au signal de référence (qui devrait idéalement être appliqué à la charge). Le point est fait sur les méthodes d'évaluation des performances des modulateurs. Une approche basée sur la décomposition du signal modulé en éléments simples est proposée. Les lacunes des principaux modulateurs multiniveaux sont mises en évidence. Un modulateur, basé sur l'orientation des trames, permet d'obtenir une distorsion et un nombre de transitions du signal modulé plus faibles.

Les méthodes de commande spécifiques qui permettent de minimiser le nombre de commutations du convertisseur sont développées.

L'alimentation des cellules en puissance active passe par des étages de conversion supplémentaires qui détériorent le rendement du convertisseur. Des solutions permettant de minimiser ces pertes sont proposées.

Cette thèse tente finalement de déterminer quelles sont les solutions les plus intéressantes en fonction du type d'application.

Abstract

The multilevel converters allow generating a voltage waveform whose magnitude and quality are higher than those of conventional converters. They are devoted to medium and high-voltage, high-switching-frequency applications. Among the series connected cell inverters, the symmetrical multilevel inverters are made of identical cells, which topology is generally the H-bridge inverter. This dissertation deals with asymmetrical multilevel converters, which combine high-voltage cells — made of low conduction loss switches — with low-voltage cells — made of low switching loss switches. The different cells play different roles. The goal is to design a converter that has both better energetic efficiency and higher resolution with the same number of cells.

This dissertation develops a set of tools that allows synthesizing an asymmetrical multilevel converter.

It develops the cell combination rules, which allow defining several cell association classes. The inverter step uniformity condition determines the finesse that can be reached. The optimized modulation condition allows to reduce the high-voltage cell switching frequency without changing the low-voltage cell switching frequency. This property is essential to derive benefit from combining switches of different characteristics. The power balance condition determine how to control the power sharing between the cells.

These association classes are different for the single-phase converters and the three-phase converters — without neutral wire. They allow to select a configuration suitable for a given application.

Furthermore, several ways that allow improving the inverter resolution are investigated.

The modulation is essential to associate a high-quality signal (which will really be delivered to the load by means of the inverter levels) to the reference signal (which should ideally be applied to the load). The modulator evaluation methods are assessed. An approach — based on the modulated signal decomposition in elementary frames — is proposed. The main modulator drawbacks are highlighted. A modulator — which arrange the frames in order — allows to reduce the modulated signal distortion and number of transitions.

The specific control methods that allow to minimize the inverter number of switchings are developed.

The active power cell supply implies several conversion stages, which decrease the converter energetic efficiency. Some solutions that allow to reduce these losses are proposed.

Finally, this dissertation attempts to determine, which are the more interesting solutions, depending on the application.

Remerciements

Arrivant au terme de ce travail de thèse, je tiens à adresser mes remerciements aux personnes qui m'ont apporté leur aide.

En premier lieu, ma reconnaissance va au Prof. Rufer, mon directeur de thèse, qui m'a accepté au sein de son équipe. Mes remerciements vont également au Dr. Bordry, au Prof. Meynard, au Dr. Steimer, au Prof. Perriard et au Prof. Simond qui ont accepté de faire partie de mon Jury de thèse.

Je remercie mes collègues du LEI qui ont animé la vie du laboratoire et en ont fait un lieu de travail agréable. Je remercie plus particulièrement Martin Veens-tra, avec qui j'ai partagé un bureau et de nombreuses discussions enrichissantes, techniques et extra-techniques au fil des années. Nous avons conçu ensemble des parties communes à nos deux prototypes, ce qui nous a permis de gagner du temps et de faire mieux. Philippe Barrade et Alexandre Haehlen ont relu attentivement cette thèse et ont contribué à améliorer sa qualité par leurs remarques : un grand merci pour ce travail laborieux. Je tiens également à remercier Mirko Montemari et Marc Nicollerat qui m'ont initié à l'environnement Sharc et à la programmation des circuits FPGA. Je remercie Yves Birbaum qui m'a monté le boîtier du prototype et m'a souvent donné des coups de main pour tout ce qui concerne le matériel d'expérimentation. Merci à tous les autres pour ces années partagées.

Je tiens également à remercier les étudiants que j'ai eu l'occasion d'encadrer pendant ces quelques années passées au LEI. Leur contact a souvent été enrichissant.

Ma reconnaissance va également à Peter Brühlmeier et Georges Vaucher de l'ACORT pour la conception de deux cartes (PCB) ayant servi à la réalisation du prototype. Les conseils qu'ils m'ont prodigués en matière de placement de composants, et leurs explications sur la soudure SMD m'ont facilité la tâche de montage et de test des cartes.

Finalement, je remercie ma famille, et plus particulièrement mes parents qui m'ont soutenu tout au long de mes études, mon amie, Yelena, mes amis, pour leur soutien indéfectible.

Ce travail de recherche a été financé par le Fonds National Suisse.

Introduction générale

Intérêt des onduleurs multiniveaux

La valeur limitée de la tension de blocage des interrupteurs réalisables jusqu'à présent est à la base du développement des onduleurs multiniveaux. Cette valeur limite est repoussée au fil de l'amélioration des techniques de réalisation, mais elle est toujours inférieure à une dizaine de kV, et ne devrait franchir cette limite qu'avec l'avènement de nouvelles technologies. Cette tension est inférieure à la tension de service des équipements haute tension. Pour aller au-delà de ces limitations, nous disposons de deux possibilités :

- la réalisation de macro-interrupteurs [1, 2]. Ces macro-interrupteurs sont obtenus en associant en série des interrupteurs de tension de blocage inférieure à la tension de service souhaitée. Cette technique présente l'inconvénient de nécessiter la mise en place de résistances d'équilibrage, afin que la tension à l'état bloqué se répartisse uniformément entre les différents éléments constituant le macro-interrupteur.
- la réalisation d'un convertisseur multiniveau. Cette méthode consiste à employer un convertisseur de topologie plus complexe. Le nombre d'interrupteurs utilisés est du même ordre que pour le convertisseur constitué de macro-interrupteurs, mais les éléments sont associés de manière différente. La commande nécessite davantage de signaux, mais le convertisseur résultant présente de meilleures performances.

En plus de permettre d'obtenir une tension de service plus élevée sans recourir à des macro-interrupteurs, l'adoption d'un convertisseur multiniveau présente d'autres avantages :

- La résolution obtenue est plus élevée, le convertisseur est capable de générer plus que deux ou trois niveaux. Le réglage de la tension est plus fin, ce qui permet de réduire les contraintes imposées à la charge qui subit sans cela une tension qui commute entre ses deux valeurs maximales. La taille des filtres

passifs parfois nécessaires pour limiter ces sollicitations peut être réduite. Dans le même temps, le système gagne une plus grande dynamique et cela permet un réglage plus rapide.

- La tension commutée est réduite à la valeur du pas du convertisseur, c'est-à-dire à la valeur de tension bloquée par ses interrupteurs. Cela réduit d'autant les pertes par commutation. D'autre part, la fréquence de pulsation de chacun de ses éléments est plus basse que la fréquence de pulsation apparente de la tension appliquée à la charge. Cela autorise une augmentation de cette fréquence de pulsation qui permet une réduction de la dimension des filtres ou une amélioration de la qualité des signaux filtrés.
- En terme de production, selon la topologie choisie, il est possible de réaliser un convertisseur modulaire composé de modules identiques. Le nombre de modules peut éventuellement être adapté à la tension de service du convertisseur.
- Moyennant un accroissement de complexité et de coût, il est imaginable d'avoir des modules redondants permettant la poursuite du fonctionnement du convertisseur en cas de défaillance de modules [3]. Il ne faut toutefois pas trop s'enthousiasmer sur le gain possible en terme de fiabilité, car l'augmentation de complexité va généralement de pair avec la diminution de la fiabilité. En effet, le nombre de défaillances possibles augmente considérablement, il est donc difficile de prévoir ce qui va se passer suite à la défaillance d'un ou de plusieurs modules. Prévoir les moyens de maîtriser la situation dans tous les cas de figure possibles est théoriquement possible, mais cela représente un sérieux défi qui ne figure pas parmi les objectifs de ce travail.

Du point de vue des performances, il est donc intéressant d'utiliser des convertisseurs multiniveaux, même lorsqu'une structure simple est réalisable sans l'aide de macro-interrupteurs.

L'attrait des convertisseurs multiniveaux est toutefois limité par quelques inconvénients. La commande est beaucoup plus complexe et les techniques sont encore peu répandues dans l'industrie. Sauf lorsqu'on prévoit des modules redondants, l'accroissement de la complexité du système entraîne une diminution de sa fiabilité. Même à nombre de composants égal, ces convertisseurs sont plus coûteux. En effet, en utilisant des macro-interrupteurs, la commande ne diffère pas de celle d'un convertisseur simple, en revanche en utilisant une structure plus complexe, le nombre de signaux différents à gérer augmente.

Dans ce travail, nous nous pencherons surtout sur les applications basse et moyenne tension où la performance est privilégiée. Les performances nous intéressant plus particulièrement sont le rendement du convertisseur et la qualité de sa tension de sortie, celle-ci étant essentiellement exprimée en terme de résolution

obtenue. Pour cela, nous nous intéresserons aux convertisseurs multiniveaux asymétriques qui semblent adaptés à ce cahier des charges. Ces convertisseurs sont constitués de cellules onduleurs connectées en série. L'asymétrie est due aux rôles différents qu'occupent les cellules dans le convertisseur. Les différentes tâches sont réparties entre différentes cellules, alors que les cellules des convertisseurs multiniveaux symétriques partagent les mêmes fonctions. Les cellules haute tension des convertisseurs multiniveaux asymétriques sont chargées de convertir le gros de la puissance, tandis que leurs cellules basse tension ont pour mission d'améliorer la résolution et d'effectuer la modulation. La combinaison d'interrupteurs de propriétés différentes permet d'améliorer la résolution et (idéalement) le rendement du convertisseur.

Organisation des chapitres

Les différents thèmes traités dans cette thèse seront développés de la manière suivante :

- Au chapitre 1, les principaux types d'onduleurs multiniveaux seront passés en revue. Leurs propriétés seront analysées de manière à délimiter leurs champs d'applications respectifs, pour aboutir à l'intérêt des structures asymétriques.
- Au chapitre 2, différentes classes d'associations d'onduleurs seront proposées et examinées en détails. Chaque classe présentera des propriétés spécifiques qui permettront de déterminer pour quelle utilisation elle est appropriée. L'accent sera mis sur l'aptitude de certaines classes de configuration à présenter une résolution élevée et/ou des pertes par commutation réduites.
- Le chapitre 3 aura pour cadre plus général les modulations multiniveaux. Un état de l'art des techniques de modulation et de leurs méthodes d'évaluation sera dressé. Une technique de modulation adaptée aux onduleurs présentant un grand nombre de niveaux ainsi qu'une méthode efficace d'évaluation des harmoniques seront développées.
- Au chapitre 4, les méthodes de commandes dédiées aux configurations proposées dans le chapitre 2 seront exposées.
- Le chapitre 5 aura pour thème l'alimentation du convertisseur. Les topologies d'alimentations et de convertisseurs permettant d'obtenir un rendement plus élevé seront sélectionnées. Les classes d'associations de cellules autorisant le réglage des flux d'énergie et les méthodes de réglage associées seront établies. Différents types de structures seront comparés.
- Le chapitre 6 aura trait à la vérification expérimentale. Le prototype et les éléments le composant seront décrits. Plusieurs mesures valideront les résultats les plus importants.

Remarque sur les notations

Pour faciliter la compréhension des équations et développements, un glossaire et un index, placés à la fin de ce mémoire en p. 309 et p. 311, énumèrent les notations employées, avec pour chacune une brève définition et un renvoi à leur introduction.

Introduction aux onduleurs multiniveaux asymétriques

Dans ce chapitre, nous décrirons les principales topologies d'onduleurs multiniveaux. Nous déduirons leurs champs d'applications par une comparaison structurelle. Par une étude liée aux paramètres technologiques des interrupteurs, nous caractériserons les pertes des principales structures en fonction de leur tension de service et de leur fréquence d'opération et nous aboutirons sur l'intérêt des onduleurs multiniveaux asymétriques.

1.1 Principales topologies d'onduleurs multiniveaux

1.1.1 Onduleurs NPC

Cette structure d'onduleur multiniveau a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981 dans [4]. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur.

1.1.1.1 Principes de base de la branche 3 niveaux

Dans sa version la plus simple, chaque branche de cet onduleur comporte 4 interrupteurs contrôlables et 6 diodes, comme représenté à la Fig. 1.1. Ce montage est alimenté par une tension continue U_e entre les bornes V_0 et V_2 . Les 3 états de commutation possibles permettent de délivrer 3 niveaux distincts et positifs entre les bornes V_S et V_0 . Chaque branche comporte 2 étages constitués chacun de 2 interrupteurs de type transistor T_{jH} et T_{jB} avec des diodes antiparallèles. Deux

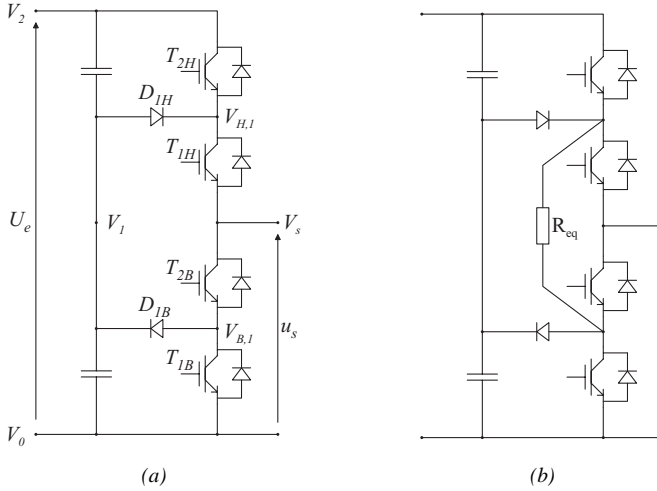


FIG. 1.1 : Schéma d'une branche d'onduleur NPC à 3 niveaux : (a) sans résistance d'équilibrage (b) avec résistance d'équilibrage

diodes supplémentaires D_{1H} et D_{1B} permettent de relier les étages intermédiaires $V_{H,1}$ et $V_{B,1}$ au point milieu V_1 .

Génération des niveaux maximum et minimum

Lorsque les 2 étages sont commandés simultanément de la même manière, les diodes D_{1H} et D_{1B} ne conduisent pas et ce montage fonctionne alors comme une branche de pont à 2 transistors générant les niveaux 0 et U_e entre V_S et V_0 .

Génération du niveau intermédiaire

Lorsque T_{1H} et T_{2B} conduisent, et qu'en conséquence T_{1B} et T_{2H} sont bloqués, la diode D_{1H} lie le point milieu V_1 aux noeuds $V_{H,1}$ et V_S pour les courants sortants. La diode D_{1B} lie le point milieu V_1 aux noeuds $V_{B,1}$ et V_S pour les courants rentrants. Cela revient à lier le point milieu V_1 avec la sortie V_S , indépendamment du signe du courant et cela permet de générer un niveau intermédiaire $V_1 = \frac{U_e}{2}$ entre V_2 et V_0 .

Existence d'un niveau indéfini

La commande complémentaire de l'état intermédiaire conduit à lier la sortie V_s au niveau V_2 pour un courant rentrant et au niveau V_0 pour un courant sortant.

Cet état est donc indéfini et par conséquent interdit dans le fonctionnement normal de l'onduleur. Les 3 états de commutation possibles sont résumés au Tab. 1.1.

T_{2H}	T_{1H}	T_{2B}	T_{1B}	U_s
1	1	0	0	U_e
0	0	1	1	0
0	1	1	0	$\frac{U_e}{2}$
1	0	0	1	indéfini

TAB. 1.1 : Etats possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux

Contraintes imposées aux interrupteurs

Lorsque T_{2H} et T_{1H} sont bloqués, le potentiel du point $V_{H,1}$ est maintenu à une valeur plus haute ou égale à celui du point milieu V_1 . Rien n'empêche au potentiel de $V_{H,1}$ de monter plus haut que le potentiel du point milieu, ce qui conduit au claquage du transistor T_{1H} qui est dimensionné pour bloquer la demi-tension intermédiaire U_e . Il en va de même pour T_{2B} . Une résistance placée entre $V_{H,1}$ et $V_{B,1}$ permet d'assurer que la tension bloquée se répartisse entre les deux interrupteurs. Le montage peut alors être réalisé à l'aide de composants bloquant la demi-tension d'alimentation U_e .

1.1.1.2 Généralisation de la structure

La structure de l'onduleur NPC a par la suite été étendue pour augmenter la tension et le nombre de niveaux [5]. La Fig. 1.2 montre un schéma possible de branche d'onduleur NPC constitué de m étages. Les condensateurs C_1 à C_m permettent de diviser la tension d'entrée. Les interrupteurs $T_{1,P}$ à $T_{m,P}$ font circuler les courants sortant conjointement avec les diodes $D_{0,P}$ à $D_{m-1,P}$, alors que les interrupteurs $T_{1,N}$ à $T_{m,N}$ font circuler les courants entrant avec les diodes $D_{1,N}$ à $D_{m,N}$. L'ensemble forme une cellule de commutation.

Règles de commande

Pour générer le niveau V_k , les interrupteurs $T_{1,P}$ à $T_{k,P}$ et $T_{k+1,N}$ à $T_{m,N}$ doivent être fermés. Partant du niveau V_k de l'alimentation, les courant sortants circulent de la diode $D_{k,P}$ aux transistors $T_{1,P}$ à $T_{k,P}$ vers la sortie V_S . Au contraire, les courants rentrants circulent de la sortie V_S à travers les transistors $T_{m,N}$ à $T_{k,N}$, pour être ensuite ramenés vers le niveau de l'alimentation V_k à travers la diode $D_{k,N}$. L'application de ces règles conduit à $m + 1$ états possibles pour la

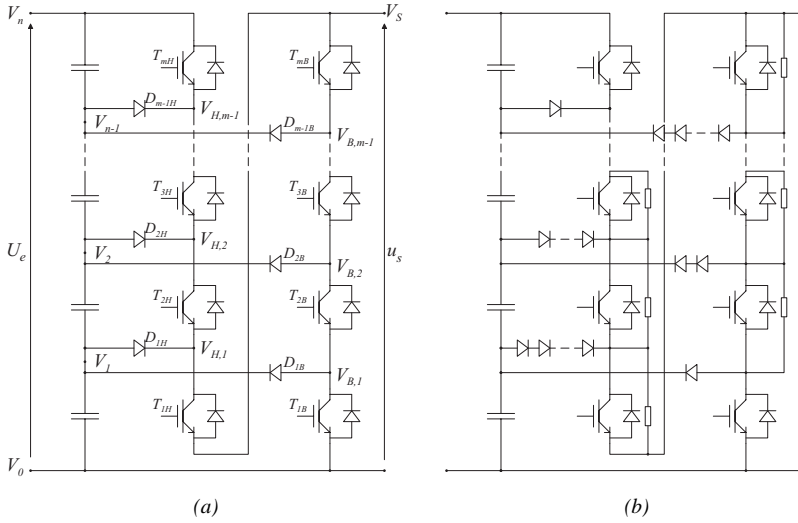


FIG. 1.2 : Schéma d'une branche d'onduleur NPC à m étages : (a) schéma fonctionnel (b) schéma avec les résistances d'équilibrage statique des transistors et avec des diodes bloquant la même tension.

commande. Ils permettent de générer $m + 1$ niveaux distincts comme résumé dans le Tab. 1.2. Tous les autres états sont indéfinis et interdits.

Contraintes appliquées aux interrupteurs

De par la présence de la diode $D_{m-1,P}$ la tension aux bornes du transistor $T_{m,P}$ ne peut pas dépasser le pas de l'onduleur $\Delta U = V_{k+1} - V_k$. Elle peut en revanche être plus petite. Ainsi, la tension aux bornes du transistor $T_{m-k,P}$ peut valoir de 0 à $(k + 1)\Delta U$. La structure n'assure pas que la tension bloquée se répartisse également aux bornes des interrupteurs bloqués. Il faut placer des résistances de manière à assurer l'équilibre statique des interrupteurs bloqués.

De plus, pour assurer le bon fonctionnement de l'onduleur, il faut assurer la stabilisation des tensions des condensateurs formant le pont diviseur d'alimentation. En fonctionnement normal, lorsque l'équilibre est maintenu, chaque interrupteur bloque la tension correspondant au pas ΔU .

De l'étude des contraintes appliquées aux interrupteurs, il découle que les diodes n'ont pas la même tension de blocage. Lorsque le niveau V_m est généré, la diode $D_{j,P}$ doit bloquer la tension $(m - j)\Delta U$. Lorsque le niveau V_0 est généré, la diode $D_{j,N}$ doit bloquer la tension $j\Delta U$. L'onduleur NPC 3 niveaux n'a qu'un niveau intermédiaire, de sorte que la tension de blocage est la même pour

T_{mH}	T_{m-1H}	\dots	T_{3H}	T_{2H}	T_{1H}	U_s
0	0	\dots	0	0	0	0
0	0	\dots	0	0	1	ΔU
0	0	\dots	0	1	1	$2\Delta U$
\vdots	\vdots	\ddots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
0	1	\dots	1	1	1	$m\Delta U$
1	1	\dots	1	1	1	$(m+1)\Delta U$

TAB. 1.2 : Etats possibles de l'onduleur NPC à m étages avec $\Delta U = \frac{U_e}{m}$

toutes ses diodes. Dans les autres cas, il faut prévoir une mise en série des diodes et des dispositifs d'équilibrage des tensions à l'état bloqué. F.Z. Peng propose de régler ce problème par des liaisons supplémentaires entre les diodes, ce qui permet d'éviter l'ajout de dispositifs d'équilibrage pour les diodes [6].

Nombre de composants nécessaires

De l'étude des contraintes, nous déduisons que le nombre de diodes croît avec le carré du nombre d'étages. Pour générer $m+1$ niveaux, m étages sont nécessaires, il faut m sources de tension en série, $2 \cdot m$ transistors et $m^2 + m$ diodes. $2 \cdot m$ diodes sont généralement intégrées aux transistors, ce qui réduit à $m^2 - m$ le nombre de diodes additionnelles.

Charge des interrupteurs

Les règles de commande et les contraintes permettent de déduire que, dans tous les cas, le courant traverse m interrupteurs, diodes et transistors compris. Le nombre de diodes croît beaucoup plus vite que le nombre d'étages et de niveaux. La charge en termes de courant de crête est la même pour tous les composants ; en revanche la charge en termes de courant nominal n'est pas la même pour tous les interrupteurs. Elle est plus faible pour les diodes de liaison aux niveaux intermédiaires (clamping diodes). Chacun des groupes de diodes n'est traversé par le courant que lorsque le niveau intermédiaire correspondant est généré. Au contraire, la charge des interrupteurs de type transistors ainsi que celle des diodes antiparallèles est d'autant plus élevée que l'interrupteur considéré est placé proche de la sortie.

Onduleur complet

Pour faire un convertisseur monophasé bipolaire, il faut 2 branches partageant les mêmes sources de tension. Il en faut 3 pour un convertisseur triphasé.

1.1.1.3 Propriétés

Cette topologie permet la conversion multiniveau sans faire transiter la puissance par des convertisseurs DC-DC. Elle peut être généralisée pour les applications polyphasées en utilisant les mêmes tensions d'entrée pour les différentes phases. Cela permet une meilleure répartition de la puissance. Pratiquement, cela facilite l'équilibrage des tensions intermédiaires, car seule la tension totale est connectée à une source active, tandis que les autres sources de tension sont réduites à de simples condensateurs, qui ne peuvent pas fournir d'énergie.

Le nombre de diodes croît avec le carré du nombre d'étages et les interrupteurs ne sont pas chargés de la même manière. Comme il n'y a pas de niveaux redondants, les déséquilibres des tensions intermédiaires ne peuvent être compensés que par une action sur le mode commun, ou par une distorsion des modes différentiels. Ce type de compensation est d'autant plus délicat à pratiquer que le nombre de tensions à régler est grand. Cette structure ne paraît pas très adaptée pour la génération d'un grand nombre de niveaux.

1.1.2 Onduleurs à cellules imbriquées

Cette structure a été introduite en 1992 par T. Meynard et H. Foch dans [7]. Elle est également connue sous l'appellation « *flying capacitors multilevel inverter* » dans la littérature anglo-saxonne.

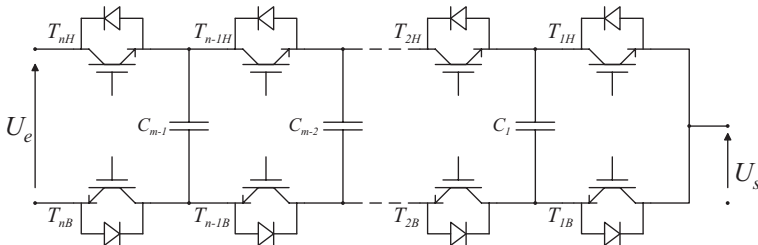


FIG. 1.3 : Schéma d'une branche d'onduleur multiniveau à cellules imbriquées

1.1.2.1 Principes de base

La Fig. 1.3 illustre le schéma de principe en échelle d'une branche d'onduleur à m cellules imbriquées. Chaque paire d'interrupteurs situés sur la même verticale forme une cellule de commutation dont les interrupteurs sont commandés de manière complémentaire. Toutes les combinaisons de signaux de commande respectant cette complémentarité sont autorisées. Cet onduleur a donc 2^m états possibles

pour la commande. Dans son fonctionnement habituel, lorsque les tensions aux bornes des condensateurs sont équilibrées, la tension aux bornes du condensateur C_k vaut :

$$U_{C,k} = \frac{k}{m} \cdot U_e \quad (1.1)$$

Cela implique que chaque interrupteur doit bloquer une fraction de la tension égale au pas de l'onduleur :

$$U_{\text{blocage}} = U_{C,k} - U_{C,k-1} = \frac{U_e}{m} = \Delta U \quad (1.2)$$

Contraintes

La tension supportée par les condensateurs croît avec l'indice de la cellule. Cela entraîne un accroissement de la différence de potentiel entre les interrupteurs complémentaires de la cellule de commutation et de la distance entre ses interrupteurs. La dimension de la maille de commutation et la valeur de l'inductance de fuite associée augmentent, entraînant un accroissement des pertes par commutation. En conséquence, les cellules de bas indice sont plus adaptées à la commutation.

En prenant des composants identiques, le nombre de condensateurs supportant une tension nominale égale au pas, croît avec le carré du nombre de cellules :

$$N_C = \frac{m^2 - m}{2} \quad (1.3)$$

Contrairement à l'onduleur NPC, cette structure assure naturellement la répartition statique de la tension bloquée aux bornes des interrupteurs. En revanche, si les condensateurs (haute tension) sont réalisés par mise en série de condensateurs identiques, ils auront besoin d'être équilibrés.

Onduleur complet

Comme pour l'onduleur NPC, il faut 2 branches pour faire un onduleur monophasé bipolaire et 3 pour réaliser un onduleur triphasé. Les bornes d'entrées continues sont les mêmes pour les différentes branches, mais à la différence de l'onduleur NPC, les condensateurs des cellules ne sont pas partagés entre les différentes phases.

Niveaux générés

Cet onduleur est capable de générer $m + 1$ niveaux distincts. Il possède par conséquent $2^m - m - 1$ états de commutation conduisant à des niveaux redondants.

Pour simplifier les explications, nous dirons qu'une cellule de commutation est dans l'état bas lorsque l'interrupteur du bas est passant, et qu'elle est dans l'état

haut dans le cas contraire. Une seule combinaison conduit au niveau 0 : toutes les cellules dans l'état bas. Les m combinaisons possibles pour lesquelles une seule cellule de commutation est dans l'état haut conduisent au niveau $\frac{U_e}{m}$. Les C_2^m combinaisons pour lesquelles deux cellules de commutation sont dans l'état haut conduisent au niveau $\frac{2 \cdot U_e}{m}$. Ainsi de suite, jusqu'au niveau U_e qui ne peut être obtenu que lorsque toutes les cellules sont dans l'état haut. Quelques exemples d'états et des niveaux associés sont représentés au Tab. 1.3

T_{mH}	T_{m-1H}	\dots	T_{3H}	T_{2H}	T_{1H}	U_s
0	0	\dots	0	0	0	0
0	0	\dots	0	0	1	ΔU
0	0	\dots	0	1	0	ΔU
\vdots	\vdots	\ddots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
1	0	\dots	0	1	1	$3\Delta U$
\vdots	\vdots	\ddots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
1	1	\dots	1	1	0	$(m-1)\Delta U$
1	1	\dots	1	1	1	$m\Delta U$

TAB. 1.3 : Etats possibles de l'onduleur à cellules imbriquées à m cellules avec $\Delta U = \frac{U_e}{m}$

1.1.2.2 Dimensionnement avec des interrupteurs de tensions de blocage différentes

Le dimensionnement d'une structure à cellules imbriquées avec des interrupteurs bloquant des tensions différentes devrait permettre de diminuer le nombre d'états générant des niveaux redondants et en même temps d'augmenter le nombre de niveaux générables. Toutefois, le choix parmi l'ensemble des états permettant de générer un niveau donné est principalement dicté par des soucis d'équilibrage des tensions d'alimentation des cellules. Dans ce contexte, un tel dimensionnement est difficilement envisageable parce qu'il diminue les possibilités d'équilibrage. L'équilibrage des puissances est par ailleurs un des soucis majeurs des onduleurs multiniveaux asymétriques étudiés dans cette thèse.

1.1.2.3 Propriétés

Comme l'onduleur NPC, cette topologie permet la conversion multiniveau sans faire transiter la puissance par des convertisseurs DC-DC. En revanche la réalisation d'un convertisseur polyphasé passe par l'emploi de convertisseurs indépen-

dants avec des sources de tension indépendantes, excepté pour la tension d'entrée qui peut être commune. Du point de vue du transit de puissance, ce convertisseur polyphasé se comporte donc comme plusieurs convertisseurs monophasés indépendants. Il y a toutefois la possibilité d'équilibrer un peu la puissance entre les phases par la gestion de la composante homopolaire.

1.1.2.4 Extension - généralisation : l'onduleur SMC

Le fait que le nombre de condensateurs croisse avec le carré du nombre de cellules semble constituer un des principaux inconvénients des onduleurs à cellules imbriquées.

Les onduleurs SMC (Stacked Multicell Converter) ont été introduits par Delmas et al. [8]. Ils sont issus d'un mariage entre le NPC et les onduleurs à cellules imbriquées. L'objectif est de proposer une alternative à ces derniers onduleurs avec moins d'énergie stockée dans les condensateurs en vue d'une réduction de coût et d'encombrement. Cette structure est illustrée à la Fig. 1.4. Les onduleurs SMC sont caractérisés par leurs nombres de cellules et d'étages (ou piles pour respecter la terminologie anglo-saxonne). Un convertisseur avec un seul étage n'est autre qu'un convertisseur à cellules imbriquées tel que décrit précédemment.

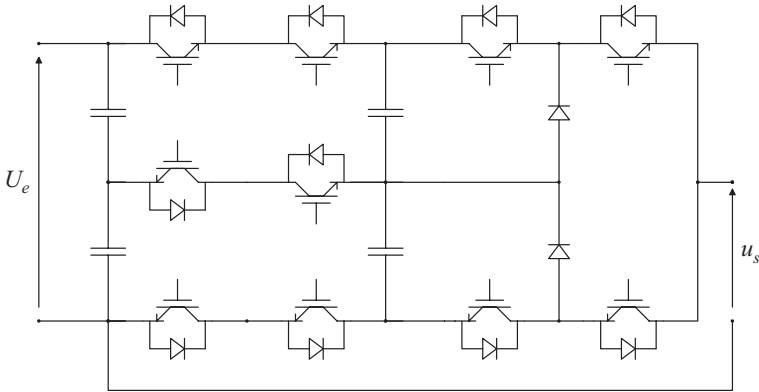


FIG. 1.4 : Schéma d'une branche d'onduleur SMC 5 niveaux à 2 cellules 2 étages

1.1.3 Onduleurs multiniveaux symétriques

La dénomination complète de cette topologie, introduite par Marchesoni et al. en 1988 [9], devrait être onduleur multiniveaux symétriques à cellules en série¹.

¹Le fait de spécifier que la structure est symétrique, c'est-à-dire que l'on utilise les cellules de la même manière implique qu'il s'agit d'une structure à cellules en série.

Ces onduleurs sont également connus sous l'appellation «*onduleurs multiniveaux cascades*» («*cascade multilevel inverter*» dans la littérature anglosaxonne). Cette dénomination est imprécise, elle provient du fait que la structure n'a tout d'abord été employée qu'avec des cellules symétriques, de sorte que la précision était superflue. Cependant pour être précis, il faudrait maintenant parler d'*onduleur multiniveaux cascades symétriques*, l'omission de l'adjectif symétrique sous-entendant qu'il peut s'agir aussi bien d'une configuration symétrique que d'une configuration asymétrique qui fait l'objet de cette thèse.

1.1.3.1 Principes de base

Le principe assez naturel consiste à connecter en série des ponts en H, comme illustré à la Fig. 1.5.

En ne prenant en considération que les 3 niveaux distincts générés par chacune de ses cellules, un convertisseur composé de m ponts en H connectés en série dispose de 3^m états de commutation distincts. Dans la plupart des cas, les cellules sont équivalentes et il y a autant de manières de générer un niveau, qu'il y a de permutations possibles des cellules, et de combinaisons distinctes de niveaux d'onduleur conduisant à cette valeur². A titre d'exemple, un convertisseur composé de 4 cellules possède deux combinaisons de niveaux conduisant à 2 :

$u_{s,1}$	$u_{s,2}$	$u_{s,3}$	$u_{s,4}$	U_s
+1	+1	0	0	+2
+1	+1	+1	-1	+2

Pour la première combinaison, 6 permutations des cellules sont possibles, 4 pour la deuxième, ce qui fait un total de 10 possibilités pour générer le niveau 2 sur un total de $3^4 = 81$ états possibles. A priori, la commande doit permettre de répartir la puissance et les commutations de manière équivalente sur les cellules [10].

1.1.3.2 Alimentation des cellules

La principale difficulté de cette topologie réside dans l'alimentation des ponts en H. Il faut autant d'alimentations isolées les unes des autres qu'il y a de cellules.

Pour des applications ne nécessitant pas d'apport de puissance active, on peut se passer d'alimentation et se contenter d'éléments stockeurs, comme des condensateurs. C'est par exemple le cas avec la compensation statique de réactif ou d'harmoniques. Cette structure est très avantageuse pour ce type d'applications, le seul

²Pour comparaison, les cellules de commutation des onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées sont distinguées les unes des autres par leur tension.

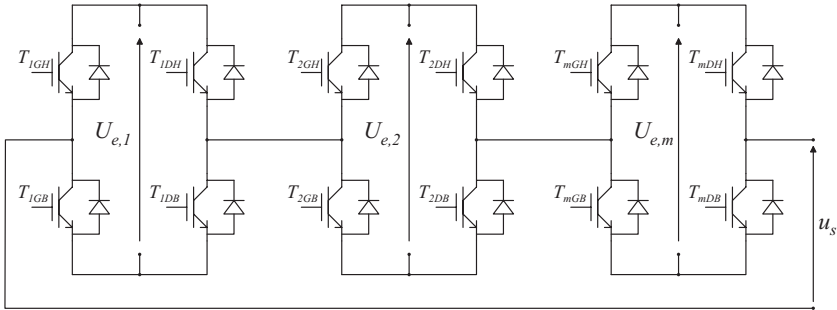


FIG. 1.5 : Schéma d'une branche d'onduleur multiniveau cascadié. Il faut m tensions d'entrée isolées les uns des autres

inconvenient étant que les échanges de puissance entre phases ne sont pas possibles, ce qui a pour effet d'augmenter les fluctuations de tension (par rapport à une structure permettant ces échanges).

Pour d'autres applications, lorsque la réversibilité en puissance n'est pas requise, on peut se contenter de réaliser les sources de tension avec des redresseurs à diode. P.W. Hammond [11] (solution Rubicon) propose d'alimenter les cellules à partir de redresseurs isolés les uns des autres par des transformateurs triphasés à fréquence industrielle. De plus par le biais de groupes horaires, les harmoniques injectés par les redresseurs du côté du réseau sont limités. Cette structure peut simplement être généralisée pour un grand nombre de niveaux. La tension d'isolation entre les différentes cellules, leurs alimentations et leurs commandes doit être celle de la tension complète de l'onduleur, ce qui ne va pas sans poser des problèmes de réalisation.

Pour certaines applications, la réversibilité en puissance est nécessaire. Cela peut être le cas en traction, lorsqu'on veut faire de la récupération au freinage. Dans sa thèse [10], N. Schibli propose d'alimenter les cellules à partir de convertisseurs DC-DC isolés les uns des autres par des transformateurs haute fréquence.

1.1.3.3 Variante des onduleurs multiniveaux symétriques

Le problème de l'isolation galvanique peut être contourné en effectuant la mise en série à travers un transformateur basse fréquence. Pour cela, des onduleurs sont mis en parallèle du côté continu, leurs côtés alternatifs allant sur des enroulements primaires distincts d'un transformateur basse fréquence (à la fréquence de fonctionnement de la charge). Les contributions des différentes cellules sont ajoutées au niveau magnétique du noyau du transformateur, le secondaire étant constitué

d'un seul enroulement haute-tension par phase. Ce type de convertisseur a été réalisé industriellement pour une puissance de 100 MVA [12, 13].

D'autres variantes utilisant des transformateurs basse fréquence ou des enroulement de moteur pour additionner les tensions ont été étudiées, parmi lesquelles on trouve [14].

1.1.4 Onduleurs multiniveaux asymétriques

Ce type de structure est aussi appelé à juste titre « *onduleur hybride* ». Dans cette topologie dérivée de la précédente, le principe de mise en série de cellules de conversion est généralisé. Par degré d'hybridation croissant, on distingue trois types d'associations :

- la mise en série de pont en H alimentés avec des tensions de différentes valeurs [15, 16],
- la mise en série d'onduleurs de topologies différentes (par exemple un onduleur NPC triphasé combiné avec des ponts en H monophasés,[17, 18]),
- la mise en série de cellules de conversion de topologie et de nature différentes (par exemple pont en H et amplificateur linéaire [19])

Comme pour la mise en série de ponts en H, la seule contrainte porte sur les alimentations des cellules qui doivent être isolées les unes des autres.

Le concept peut être attribué à O.M. Mueller et J.N. Park qui ont publié le principe dans un article paru en 1994 [19]. Cet article portant sur une application assez pointue résume bien ce que l'on peut attendre de ce type de structure. Le cahier des charges était d'obtenir un convertisseur avec une tension de service, une rapidité, un rendement et une résolution élevés dans une application de résonance magnétique. Le concepteur de cette solution assez astucieuse l'a dénommée amplificateur quasi-linéaire. Les convertisseurs associés sont :

- une cellule onduleur de tension élevée,
- une cellule onduleur de tension trois fois plus faible,
- une cellule amplificateur linéaire avec une tension six fois plus faible.

Cette structure est illustrée à la Fig. 1.6. Les deux premières cellules de ce convertisseur permettent de générer 9 niveaux distincts. La dernière cellule permet de corriger l'erreur et d'obtenir une tension quasi-continue, c'est à dire une réponse quasi-linéaire entre la tension la plus basse et la plus haute. Par rapport à une solution avec amplificateur seul, les pertes sont fortement réduites, puisque l'amplificateur linéaire ne fait que corriger l'erreur qui n'est de l'ordre que d'une fraction de la tension d'alimentation. Cette structure possède toutes les caractéristiques d'un onduleur multiniveau asymétrique et en résume bien l'essence : des convertisseurs spécialisés sont combinés de sorte que chacun remplit le rôle pour lequel il est le mieux adapté. Le concept est simple, sa mise en oeuvre est nettement plus

complexe, notamment pour que chacun des convertisseurs travaille de manière optimale.

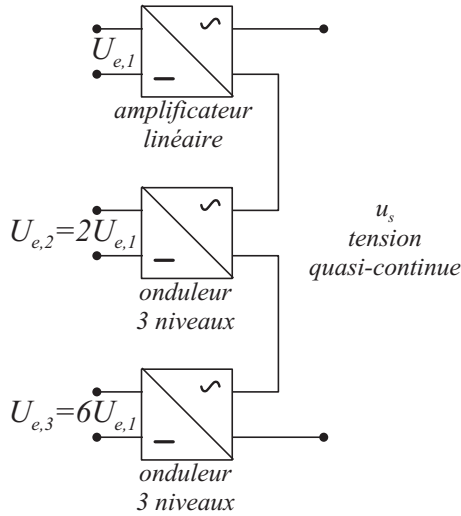


FIG. 1.6 : Schéma de l'amplificateur quasi-linéaire proposé par Müller.

1.1.4.1 Alimentation des onduleurs multiniveaux asymétriques

Tout comme pour les onduleurs multiniveaux symétriques, la principale difficulté des onduleurs multiniveaux asymétriques réside dans la réalisation d'une alimentation performante, les alimentations des cellules devant être isolées les unes des autres. Le problème est même plus délicat, car il peut y avoir une circulation de puissance entre les cellules. Ce problème sera étudié en détail au chapitre 5.

1.1.4.2 Variantes d'onduleurs multiniveaux asymétriques

Pour réduire le nombre d'alimentations nécessaires, dans le cadre d'applications de type alimentation de moteur, K.A. Corzine propose d'utiliser un moteur dont les bornes des phases sont accessibles [20, 21]. De cette manière, si les bobinages des phases ne sont pas reliés entre eux, par exemple par un couplage étoile, il est possible d'alimenter le moteur avec deux onduleurs triphasés connectés chacun d'un côté des enroulements, comme illustré à la Fig. 1.7. Les deux convertisseurs fournissent chacun une part de la tension du moteur. Ce type de connexion permet de limiter le nombre d'alimentations isolées à deux, alors que la mise en série de

cellules en sortie d'un convertisseur triphasé en nécessite 4. Cela ne change pas la puissance moyenne fournie à la charge, mais cela permet de limiter un peu la circulation de puissance entre les alimentations des différentes phases. De manière tout à fait similaire à ce qui est fait dans cette étude, X. Kou constate qu'il est possible d'utiliser un rapport 4 entre les tensions d'alimentation de ces deux onduleurs triphasés [22].

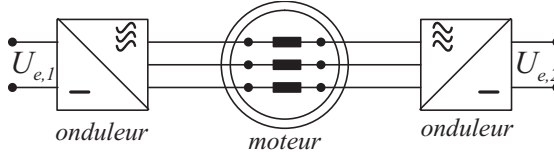


FIG. 1.7 : Schéma de la structure asymétrique proposée par K.A. Corzine. X. Kou propose d'utiliser $U_{e,2} = 4U_{e,1}$.

1.1.5 Propriétés des principales structures

1.1.5.1 Classification des topologies selon leur alimentation

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation : la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique.

Au contraire, les structures telles que les onduleurs à cellules en série élèvent leur tension d'alimentation : la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tension d'alimentation ; elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation. Contrairement aux autres topologies, les alimentations des cellules ne peuvent pas être obtenues à partir d'une alimentation continue unique sans mettre en place des convertisseurs additionnels. Dans la plupart des cas, il faut recourir à des transformateurs pour obtenir les alimentations nécessaires. Le couplage parallèle des transformateurs du «côté alimentation» et l'addition des tensions «côté charge» conduit à une élévation de la tension.

1.1.5.2 Nombres de composants nécessaires

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de composants nécessaires pour réaliser une branche d'onduleur, de tension de service et de nombre de niveaux donné, avec les 3 principales topologies d'onduleurs multiniveaux. Les composants sont supposés de taille identique. Tous les onduleurs sont supposés

alimentés par une source de tension continue, les condensateurs intermédiaires ne sont donc pas comptabilisés pour les onduleurs en pont et pour les onduleurs à cellules imbriquées. Les condensateurs se trouvant à l'étage intermédiaire des onduleurs NPC sont partagés par les différentes phases, leur nombre est donc divisé par le nombre de branches. L'onduleur en pont est ajouté à la liste comme base de comparaison : m transistors sont mis en série pour former les macro-interrupteurs utilisés. Pour le cas le plus simple permettant d'obtenir 3 niveaux par branche, nous obtenons :

<i>topologie</i>	m	T	D	C	n	N_E
<i>NPC</i>	2	4	6	$\frac{2}{b}$	3	3
<i>cellules imbriquées</i>	2	4	4	1	3	4
<i>cascade</i>	2	4	4	1	3	3
<i>pont simple</i>	2	4	4	0	2	2

5 niveaux :

<i>topologie</i>	m	T	D	C	n	N_E
<i>NPC</i>	4	8	20	$\frac{4}{b}$	5	5
<i>cellules imbriquées</i>	4	8	8	3	5	16
<i>cascade</i>	4	8	8	2	5	9
<i>pont simple</i>	4	8	8	0	2	2

7 niveaux :

<i>topologie</i>	m	T	D	C	n	N_E
<i>NPC</i>	6	12	56	$\frac{6}{b}$	7	7
<i>cellules imbriquées</i>	6	12	12	6	7	64
<i>cascade</i>	6	12	12	3	7	27
<i>pont simple</i>	6	12	12	0	2	2

$m + 1$ niveaux :

<i>topologie</i>	m	T	D	C	n	N_E
<i>NPC</i>	m	$2m$	$m^2 + m$	$\frac{2m}{b}$	$m + 1$	$m + 1$
<i>cellules imbriquées</i>	m	$2m$	$2m$	$\frac{m^2 - m}{2}$	$m + 1$	2^m
<i>cascade</i>	m	$2m$	$2m$	m	$m + 1$	$3^{\frac{m}{2}}$
<i>pont simple</i>	m	$2m$	$2m$	0	2	2

avec :

- m : le nombre d'étages ou de cellules,
- b : le nombre de branches, 2 en monophasés, 3 en triphasé,
- T : le nombre de transistors,
- D : le nombre de diodes,

- C : le nombre de condensateurs,
- n : nombre de niveaux obtenus,
- N_E : nombre d'états de commutation,

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multiniveau la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires.

Lorsque le convertisseur doit échanger de l'énergie entre une source continue et une source alternative, il faut munir le convertisseur à cellules en cascade d'autant d'alimentations isolées les unes des autres qu'il y a de cellules. Pour une solution non-réversible en puissance, cela signifie l'ajout de $m/2$ transformateurs triphasés à fréquence du réseau et autant de redresseurs, soit approximativement $4m$ diodes³. Le tableau comparatif est alors modifié comme suit :

<i>topologie</i>	m	T	D	C	n	N_E	<i>autres comp.</i>
<i>NPC</i>	m	$2m$	$m^2 + m$	$\frac{2m}{b}$	$m + 1$	$m + 1$	
<i>cell. imbr.</i>	m	$2m$	$2m$	$\frac{m^2 - m}{2}$	$m + 1$	2^m	
<i>cascade</i>	m	$2m$	$4m$	m	$m + 1$	$3^{\frac{m}{2}}$	$\frac{m}{2}$ transfo b.f.
<i>pont simple</i>	m	$2m$	$2m$	0	2	2	

Le convertisseur réversible en puissance nécessaire à l'alimentation des cellules de l'onduleur cascadié requiert $m/2$ transformateurs moyenne ou haute fréquence⁴ et $m/2$ convertisseurs AC-DC soit $4m$ transistors et $4m$ diodes. Le nombre de composants actifs est triplé. Le tableau comparatif est modifié comme suit :

<i>topologie</i>	m	T	D	C	n	N_E	<i>autres comp.</i>
<i>NPC</i>	m	$2m$	$m^2 + m$	$2m$	$m + 1$	$m + 1$	
<i>cell. imbr.</i>	m	$2m$	$2m$	$\frac{m^2 - m}{2}$	$m + 1$	2^m	
<i>cascade</i>	m	$6m$	$6m$	m	$m + 1$	$3^{\frac{m}{2}}$	$\frac{m}{2}$ transfo h.f.
<i>pont simple</i>	m	$2m$	$2m$	0	2	2	

³La charge des 6 diodes est équivalente à celle des 4 transistors.

⁴Ou éventuellement un seul avec de multiples enroulements, comme il sera traité dans le chapitre

Cette première comparaison basée sur le nombre de composants permet de tirer quelques conclusions et de séparer les champs d'applications de ces différents convertisseurs.

Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. L'énergie stockée à l'étage intermédiaire peut être réduite.

Les structures permettant une conversion directe, telles que NPC et cellules imbriquées, sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active, lorsqu'une isolation galvanique n'est pas nécessaire entre les sources échangeant de la puissance.

Les onduleurs à cellules en cascade sont très avantageux pour les applications monophasées sans apport de puissance active. Ils conviennent même pour les très grandes tensions. Ce sont également des structures à privilégier pour les applications où il faut mettre en place une isolation galvanique à l'aide de transformateur moyenne ou haute fréquence.

1.2 Des caractéristiques des semi-conducteurs à l'intérêt des onduleurs multiniveaux asymétriques

Au § 1.1.4, nous avons montré l'intérêt des onduleurs multiniveaux asymétriques pour des applications spécifiques. Pour atteindre la tension la plus élevée possible avec un nombre minimum de cellules, il faut construire un onduleur constitué de cellules identiques utilisant des interrupteurs de tension de blocage la plus élevée possible. Comme nous le verrons au chapitre 2, les onduleurs multiniveaux asymétriques permettent d'obtenir le plus grand nombre de niveaux avec le plus petit nombre de cellules. Cependant, le même nombre de niveaux peut être obtenu en employant des cellules identiques à la plus petite des cellules. Prenant en considération le fait que la tension des interrupteurs des cellules de tension plus élevée est plus grande dans le cas de la structure asymétrique, cette dernière utilise finalement la même quantité de semi-conducteurs. Il paraît difficile de justifier l'emploi d'un onduleur multiniveau asymétrique par simple examen des propriétés de sa structure. Il nous faut nous pencher sur les paramètres technologiques des interrupteurs afin de comprendre le possible intérêt d'un tel convertisseur en électronique de puissance.

Définition de la tension de service

Dans cette partie, les pertes seront exprimées en fonction de la tension de service d'un onduleur, notée U_{service} , du courant redressé moyen et de la fréquence de pulsation. La tension de service est une grandeur qui permet de déterminer la puissance qu'un ondu-

leur est capable de délivrer à une charge alternative. La tension de service d'une branche d'onduleur vaut la demi-tension intermédiaire, comme illustré à la Fig. 1.8(a). Celle d'un pont en H est égale à la tension intermédiaire, comme illustré à la Fig. 1.8(b). D'une manière générale, la tension de service d'un onduleur est définie comme la plus grande tension efficace (alternative sans composante continue) que l'onduleur est capable de générer, c'est-à-dire la valeur efficace de la tension rectangulaire qu'il est capable de générer. L'utilisation de cette définition est commode pour comparer des structures différentes. Elle permet de calculer le rendement d'une structure en connaissant le facteur de forme de la tension (rapport à la tension de service) et le facteur de puissance.

Définition de la fréquence de pulsation

C'est la fréquence apparente de pulsation vue de la charge. Pour un signal à deux niveaux, c'est la fréquence d'apparition des impulsions qui le composent, comme illustré à la Fig. 1.8(a). D'une manière plus générale, c'est la fréquence de deux transitions successives entre deux niveaux adjacents^a, Fig. 1.8(b). Cette fréquence est notée f_p .

^aNous pourrions plus simplement utiliser la fréquence de transition entre deux niveaux adjacents. Cette dernière fréquence qui correspond à la fréquence d'apparition des trames élémentaires telle que nous la définirons plus loin au chapitre 3 est deux fois plus élevée que la fréquence de pulsation. Nous avons choisi cette définition de la fréquence de pulsation parce qu'elle correspond à la définition usuelle de fréquence de pulsation pour un onduleur 2 niveaux.

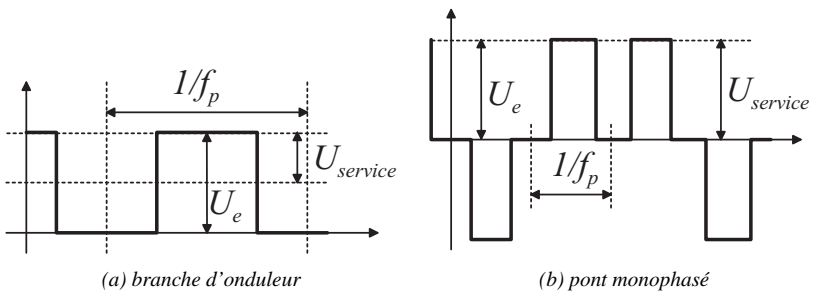


FIG. 1.8 : Grandeurs définissant les pertes

1.2.1 Caractérisation des pertes des interrupteurs usuels

Les deux types de pertes des semi-conducteurs de puissance sont :

- les pertes par conduction,
- les pertes par commutation.

Laissons de côté les interrupteurs de type MOSFET⁵, et penchons-nous sur les interrupteurs IGBT, GTO et IGCT. Leurs pertes par conduction sont similaires à celles des diodes. La caractéristique de la chute de tension à l'état passant en fonction du courant présente un seuil puis une faible pente dénommée résistance dynamique : en première approximation nous considérons cette chute de tension constante pour un interrupteur donné. Avec les techniques actuelles, la tension de seuil augmente avec la capacité de l'interrupteur à bloquer des tensions plus élevées. Elle augmente cependant moins vite que la tension de blocage, comme nous pourrions le vérifier plus loin. Le phénomène de commutation peut être considéré comme étant d'une durée ne dépendant que faiblement de la valeur du courant⁶. Le temps de commutation a également tendance à augmenter avec la capacité de blocage de l'interrupteur. En faisant l'hypothèse que la chute de tension à l'état passant et le temps de commutation ne dépendent pas du courant, nous pouvons caractériser les pertes pour une cellule de commutation constituée d'un IGBT et d'une diode.

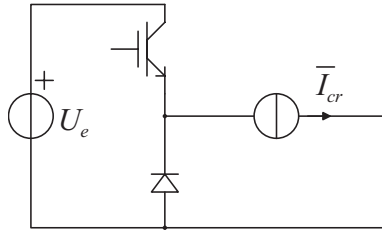


FIG. 1.9 : Schéma de la cellule de commutation étudiée

La caractéristique en conduction étant de type seuil, seule la composante continue contribue aux pertes. En supposant que les caractéristiques statiques soient les mêmes pour l'IGBT et la diode, les pertes par conduction de la cellule de commutation s'élèvent en moyenne à :

$$P_{\text{cond}} = V_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{I}_{\text{cr}} \quad (1.4)$$

avec \bar{I}_{cr} , la valeur moyenne du courant de la charge redressée, $V_{\text{ce,sat}}$, la chute de tension à l'état passant.

⁵Ces interrupteurs se comportent différemment et sont plus difficiles à caractériser à partir des données fournies.

⁶D'après les données constructeur.

De la même manière, les pertes par commutation moyennes dépendent de la valeur moyenne du courant de la charge redressé. Pour un enclenchement et un déclenchement de l'IGBT, c'est-à-dire pour une période de pulsation, les pertes par commutation de la cellule valent en moyenne :

$$P_{\text{commut}} = 2 \cdot U_e \cdot \bar{I}_{\text{cr}} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \quad (1.5)$$

avec T_{commut} , le temps pendant lequel il faut appliquer la tension de service et le courant commuté pour obtenir la perte moyenne entre un enclenchement et un déclenchement de l'IGBT, et f_p , la fréquence de pulsation. T_{commut} peut être calculé de la manière suivante à partir des énergies de commutation fournies par les constructeurs :

$$T_{\text{commut}}[s] = \frac{E_{\text{on,IGBT}} + E_{\text{off,IGBT}} + E_{\text{off,diode}}}{2 \cdot U_{\text{nom}} \cdot I_{\text{nom}}} \left[\frac{J}{VA} \right] \quad (1.6)$$

avec U_{nom} et I_{nom} la tension et le courant que l'interrupteur est capable de commuter.

Additionnant (1.4) et (1.5), nous obtenons les pertes totales :

$$P_{\text{pertes}} = P_{\text{cond}} + P_{\text{commut}} = V_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{I}_{\text{cr}} + 2 \cdot U_e \cdot \bar{I}_{\text{cr}} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \quad (1.7)$$

Les pertes s'expriment en fonction de la moyenne du courant redressé de la charge alors que la puissance s'exprime en fonction du courant efficace de la charge. La relation entre ces deux courants peut être caractérisée par le facteur de forme :

$$\lambda_{\text{cr,eff}} = \frac{\bar{I}_{\text{cr}}}{I_{\text{eff}}} \quad \lambda_{\text{cr,eff}} \leq 1 \quad (1.8)$$

Ce facteur est petit pour les courants contenant beaucoup d'harmoniques ; il est au contraire proche de l'unité pour les courants qui ne sont pas d'aspect impulsionnel.

Exprimées en fonction de la tension de service au lieu de la tension d'alimentation, les pertes par commutation valent :

$$P_{\text{commut}} = 4 \cdot U_{\text{service}} \cdot \bar{I}_{\text{cr}} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \quad (1.9)$$

En valeurs relatives, il vient :

$$p_{\text{cond}} = v_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.10)$$

$$p_{\text{commut}} = 4 \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \quad (1.11)$$

$$p_{\text{pertes}} = v_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} + 4 \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \quad (1.12)$$

avec les grandeurs caractéristiques, la chute de tension rapportée à la tension de service :

$$v_{ce,sat} = \frac{V_{ce,sat}}{U_{service}} \quad (1.13)$$

Les pertes dépendent également du courant moyen redressé rapporté au courant nominal :

$$i_{eff} = \frac{I_{eff}}{I_{nom}} \quad (1.14)$$

$$\bar{i}_{cr} = \frac{\bar{I}_{cr}}{I_{nom}} = \lambda_{cr,eff} \cdot i_{eff} \quad (1.15)$$

En grandeur relative, elles sont rapportées à la puissance que l'interrupteur est capable de commuter :

$$P_{service} = U_{service} \cdot I_{nom} \quad (1.16)$$

$$P_{cond} = p_{cond} \cdot P_{service} \quad (1.17)$$

$$P_{commut} = p_{commut} \cdot P_{service} \quad (1.18)$$

$$P_{pertes} = p_{pertes} \cdot P_{service} \quad (1.19)$$

La puissance délivrée à la charge s'exprime en fonction des valeurs efficaces et du facteur de puissance :

$$p_{charge} = \lambda \cdot u_{eff} \cdot i_{eff} \quad (1.20)$$

Le rendement du montage est obtenu par le quotient des puissances de sortie et d'entrée du convertisseur :

$$\eta = \frac{\lambda \cdot u_{eff} \cdot i_{eff}}{\lambda \cdot u_{eff} \cdot i_{eff} + \lambda_{cr,eff} \cdot p_{pertes}} \quad (1.21)$$

avec u_{eff} et i_{eff} la tension et le courant délivrés par le convertisseur à la charge et λ le facteur de puissance. Le courant apparaissant comme facteur au numérateur et au dénominateur de l'expression du rendement, cette dernière se simplifie⁷ :

$$\eta = \frac{\lambda \cdot u_{eff}}{\lambda \cdot u_{eff} + \lambda_{cr,eff} \cdot v_{ce,sat} + 2 \cdot \lambda_{cr,eff} \cdot f_p \cdot T_{commut}} \quad (1.22)$$

⁷C'est l'approximation de la chute de tension dans les semi-conducteurs par un seuil qui supprime la dépendance du courant. Le courant influence faiblement les pertes par conduction par l'intermédiaire de la résistance dynamique du semi-conducteur à l'état passant. Les pertes par commutation sont également influencées. Toutefois, l'erreur n'est sensible qu'en dehors du domaine de fonctionnement concerné par cette étude.

fabricant	type	U_{blocage} [V]	I_{nom} [A]	$V_{\text{ce,sat}}$ [V]	$\frac{V_{\text{ce,sat}}}{U_{\text{service}}}$ [%]	$E_{\text{on+off}}$ [mJ]	T_{commut} [ns]
Semikron	module IGBT	600	30	1.8	0.6	2.65	167
		1200	22	2.5	0.42	6.10	270
		1700	200	3.3	0.37	194	539
ABB	module IGBT	1700	1800	2.45	0.27	1730	534
		2500	1200	2.8	0.22	2885	962
		3300	1200	3.45	0.19	4485	1038
Dynex	branche IGBT	1200	100	2.4	0.40	36	300
		1200	100	1.85	0.31	29	242
		1700	100	3.05	0.34	84	467
		1700	100	2.15	0.24	76	421
		3300	100	3.9	0.22	353	979

TAB. 1.4 : Pertes de différents composants extraites des données constructeurs

Le rendement est d'autant plus faible que la tension efficace appliquée à la charge et le facteur de puissance diminuent. Sachant cela, plutôt que de calculer le rendement qui nécessite la connaissance de ces paramètres, nous caractériserons et comparerons nos structures à travers leurs pertes :

$$p_{\text{pertes}} = v_{\text{ce,sat}} + 2 \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \quad (1.23)$$

En calculant ces deux grandeurs caractéristiques extraites à partir des paramètres donnés par des fabricants, dont un échantillon est représenté dans le Tab. 1.4, nous pouvons vérifier qu'elles ne dépendent que peu du courant nominal du semi-conducteur, mais plutôt de la tension de service. La Fig. 1.10 représente ces paramètres en fonction de la tension de service pour un ensemble de semi-conducteurs sélectionnés. Ces paramètres sont dispersés mais des tendances sont bien marquées par les fonctions obtenues par méthode des moindres carrés. Le temps de commutation augmente presque linéairement avec la capacité de blocage. Les pertes par conduction augmentent en valeur absolue, mais moins vite que la capacité de blocage, ce qui montre une tendance à la diminution en valeur relative. Nous avons donc deux tendances opposées du point de vue des pertes. Un interrupteur haute tension présente une caractéristique intéressante pour avoir de faibles pertes par conduction, en revanche, il aura de plus fortes pertes par commutation.

Au delà d'une certaine fréquence de commutation, les pertes par commutation deviennent prépondérantes, il est alors plus avantageux d'utiliser des interrupteurs de plus faible tension de blocage pour obtenir des pertes plus faibles. Cette

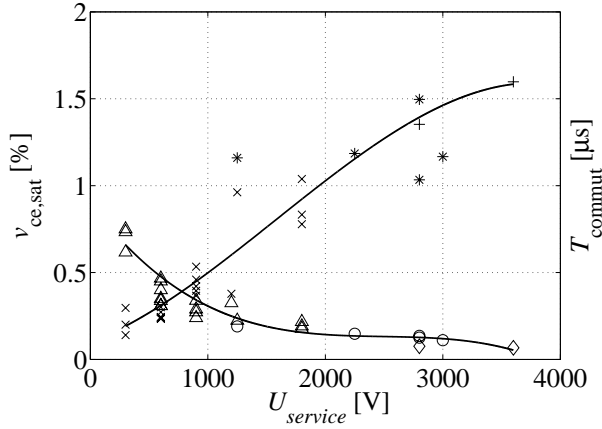


FIG. 1.10 : Caractéristiques des principaux semi-conducteurs en fonction de leur tension de service : temps équivalent aux pertes par commutation et chute de tension rapportée à la tension de service. Temps de commutation en $[\mu s]$: IGBT (\times), IGCT ($+$), GTO ($*$). Chutes de tension à l'état passant en [%] : IGBT (\triangle), IGCT (\diamond), GTO (\circ).

fréquence peut cependant être élevée. Une des idées clés motivant l'utilisation d'onduleurs hybrides consiste à combiner un interrupteur performant en commutation avec un autre performant en conduction, l'objectif étant d'essayer d'obtenir une structure avec un rendement globalement plus élevé pour une fréquence de pulsation intermédiaire. L'obtention d'une structure plus performante est possible comme nous allons le montrer dans la suite en comparant les pertes de plusieurs structures, mais cela implique de nombreuses techniques qui seront développées dans cette thèse.

1.2.2 Expressions des pertes en fonction de la structure

À l'échelle de la commutation, et pour le calcul des pertes, nous pouvons considérer les onduleurs multiniveaux étudiés comme une combinaison de cellules élémentaires dont les pertes ont été calculées précédemment.

Pour pouvoir effectuer les calculs sans avoir à prendre en considération toutes les associations possibles de semi-conducteurs, nous supposons que tous les semi-conducteurs suivent les caractéristiques représentées à la Fig. 1.10⁸. À partir des pertes en valeurs relatives pour une cellule de commutation élémentaire, nous pouvons établir l'expression des pertes pour différentes structures.

⁸Nous garderons à l'esprit que les résultats sont d'autant moins fiables que les interrupteurs choisis sont éloignés de ces caractéristiques.

1.2.2.1 Pertes d'un pont monophasé

Pour un pont complet monophasé, le courant traverse toujours 2 interrupteurs et les pertes sont données par les expressions :

$$p_{\text{cond}} = 2 \cdot v_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.24)$$

$$p_{\text{commut}} = 2 \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.25)$$

1.2.2.2 Pertes d'un pont triphasé

Pour un pont triphasé, chacun des courants ne traverse qu'un seul interrupteur, cependant la tension de service est également deux fois moindre pour une même tension intermédiaire. Ainsi, les pertes par conduction ne changent pas en grandeurs relatives. A l'inverse, la tension commutée est deux fois plus élevée pour une même tension de service, les pertes par commutation sont donc 2 fois plus importantes en grandeurs relatives :

$$p_{\text{cond}} = 2 \cdot v_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.26)$$

$$p_{\text{commut}} = 4 \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.27)$$

1.2.2.3 Pertes d'un onduleur multiniveau monophasé

Dans un convertisseur multiniveau monophasé⁹ constitué de $m/2$ cellules par branche, c'est-à-dire à m cellules au total, $2 \cdot m$ semi-conducteurs sont traversés par le courant. Les pertes par conduction sont égales à la valeur des pertes de l'interrupteur considéré multipliée par le nombre d'interrupteurs traversés. La tension de service augmentant du même facteur, les pertes ne changent pas en valeurs relatives. En principe, une seule cellule est commutée à la fois, de sorte que les pertes par commutation correspondent à celles d'un seul interrupteur qui ne doit bloquer qu'une fraction de la tension de service :

$$p_{\text{cond}} = 2 \cdot v_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.28)$$

$$p_{\text{commut}} = \frac{2}{m} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.29)$$

1.2.2.4 Pertes d'un onduleur multiniveau triphasé

Pour un convertisseur multiniveau triphasé à $m/2$ cellules par branche, la tension de service est deux fois plus faible. Le nombre d'interrupteurs traversés est

⁹il peut s'agir aussi bien d'onduleurs à cellules en série que d'un onduleur NPC ou d'un onduleur à cellules imbriquées.

également 2 fois plus faible, les pertes par conduction ne changent donc pas. La tension intermédiaire est la même, de sorte que les pertes par commutation sont deux fois plus élevées¹⁰ :

$$p_{\text{cond}} = 2 \cdot v_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.30)$$

$$p_{\text{commut}} = \frac{4}{m} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.31)$$

1.2.2.5 Pertes d'un onduleur en fonction de son nombre de niveaux

Le nombre de niveaux vaut :

- $n = 2m + 1$ pour un onduleur monophasé,
- $n = m + 1$ pour un onduleur triphasé¹¹.

Observons qu'à nombre de niveaux égaux, la tension de service et les pertes sont les mêmes pour les onduleurs monophasés et triphasés. Il n'est pas nécessaire de faire la distinction entre les deux. Ainsi, les pertes peuvent s'exprimer plus simplement en fonction du nombre de niveaux :

$$p_{\text{cond}} = 2 \cdot v_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.32)$$

$$p_{\text{commut}} = \frac{2}{n-1} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.33)$$

1.2.2.6 Pertes d'un onduleur multiniveau asymétrique

Pour un convertisseur multiniveau asymétrique, m cellules onduleurs de caractéristiques pouvant être différentes sont connectées en série. En valeurs relatives, les pertes par conduction sont égales à la somme des pertes pondérées par la part de la tension de service bloquée par chacun des interrupteurs :

$$p_{\text{cond}} = 2 \cdot \sum_k (n_k - 1) \cdot \Delta u_k \cdot v_{\text{ce,sat},k} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.34)$$

avec Δu_k le pas de la cellule k rapporté à l'amplitude de l'onduleur, n_k son nombre de niveaux, généralement 2 ou 3. Le pas Δu_k s'obtient à partir des niveaux de la cellule $\{V_{k,1}, V_{k,2}, \dots, V_{k,n}\}$ et des niveaux de l'onduleur $\{V_1, V_2, \dots, V_n\}$:

$$\Delta u_k = \frac{V_{k,i} - V_{k,i-1}}{V_n - V_1} \quad (1.35)$$

¹⁰La différence est la même entre le pont monophasé simple et le pont triphasé simple.

¹¹Pour l'onduleur monophasé, le nombre de niveaux est pris entre les bornes du convertisseur ; pour l'onduleur triphasé, il s'agit du nombre de niveaux de la tension de branche.

Les commutations sont idéalement réparties entre les cellules les plus adaptées, de sorte que seule une fraction de la tension de service est commutée :

$$p_{\text{commut}} = 2 \cdot \Delta u_1 \cdot f_p \cdot T_{\text{commut},k} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.36)$$

avec Δu_1 le pas de la cellule de plus petite tension.

En réalité, les autres cellules de tensions plus élevées commutent également. Pour être précis, il faut prendre en considération les pertes liées à ces commutations. Pour cela, nous ajoutons une contribution des autres cellules aux pertes par commutation données par l'expression (1.36) :

$$p_{\text{commut}} = 2 \cdot \sum_k \Delta u_k \cdot f_{p,k} \cdot T_{\text{commut},k} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.37)$$

avec $f_{p,k}$, la fréquence de pulsation de la cellule k .

L'expression (1.37) convient bien lorsque la fréquence de commutation des cellules haute tension est liée à la fréquence du signal de référence. Dans les autres cas, lorsqu'elle est liée à la fréquence de pulsation apparente du convertisseur, nous préférons introduire un taux de commutation pour chaque cellule :

$$p_{\text{commut}} = 2 \cdot \sum_k \Delta u_k \cdot \tau_{\text{commut},k} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut},k} \cdot \bar{i}_{\text{cr}} \quad (1.38)$$

avec $\tau_{\text{commut},k}$ le taux de commutation de la cellule k qui est calculé à partir de la fréquence de pulsation apparente : $f_{p,k} = \tau_{\text{commut},k} \cdot f_p$. La somme des taux de commutation des cellules les plus adaptées à la commutation vaut idéalement 1 ; les taux de commutation des autres cellules valent entre 0 et 1 et sont idéalement proches de 0.

1.2.3 Comparaison des pertes

1.2.3.1 Caractérisation des tendances des pertes

Des propriétés des interrupteurs représentées à la Fig. 1.10, il ressort que les pertes par conduction sont plus élevées en connectant en série des interrupteurs de plus petit calibre. Au contraire, les pertes par commutation sont plus faibles, d'une part par la structure, parce que seule une fraction de la tension de service est bloquée, et d'autre part par la caractéristique des interrupteurs, parce que leur plus petit calibre conduit à un temps de commutation plus faible.

Les structures les plus simples présentent les plus faibles pertes par conduction, comme illustré à la Fig. 1.11(a), tandis que les structures multiniveaux ont de plus faibles pertes par commutation, comme illustré à la Fig. 1.11(b).

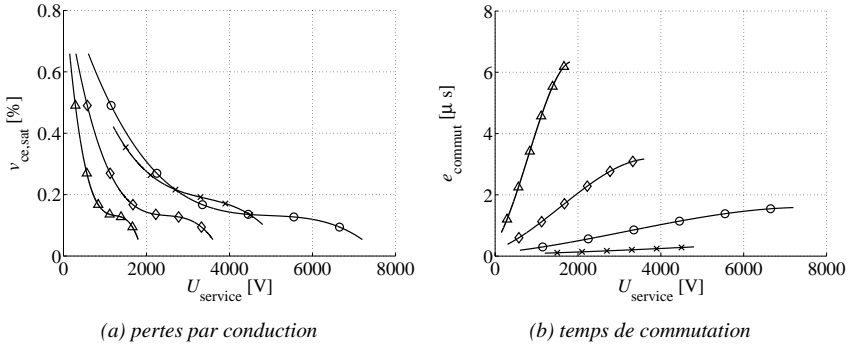


FIG. 1.11 : Comparaison de la chute de tension en valeur relative et des temps de commutation pour différentes topologies : pont monophasé (\diamond), pont triphasé (Δ), onduleur multiniveau symétrique à 2 cellules (\circ), onduleur multiniveau asymétrique (\times).

A basse fréquence de commutation, il est donc plus avantageux du point de vue du rendement énergétique d'utiliser un convertisseur conventionnel avec des interrupteurs utilisés au plus près de leur capacité de blocage. Passé une certaine fréquence de pulsation, les pertes par commutation sont prédominantes, et il est plus avantageux d'utiliser plusieurs interrupteurs de plus petit calibre au sein d'un onduleur multiniveau.

1.2.3.2 Choix de la structure en fonction de la la tension de service et de la fréquence de pulsation

Le choix de la structure dépend aussi bien de la tension de service que de la fréquence de pulsation. Nous calculons ici les pertes de différentes structures, lorsqu'elles sont commandées en modulation (MLI), ce qui signifie que les pertes sont proportionnelles au courant moyen redressé¹². Nous représentons les pertes totales en fonction de la tension de service pour différentes topologies sur un même graphe à la Fig. 1.12 : nous choisissons la tension de service du convertisseur sur l'axe horizontal, ce qui nous permet de choisir la structure la plus adaptée en fonction de la fréquence de pulsation (qui varie entre les différents graphes).

A basse fréquence et basse tension, les structures les plus intéressantes sont les plus simples, c'est à dire les ponts en H monophasé et triphasé. Dès que la tension ou la fréquence monte, les structures multiniveaux sont plus performantes.

¹²Bien qu'ils soient similaires en mode de commande rectangulaire, les résultats peuvent fortement varier par rapport à la commande en modulation (MLI), car la valeur des pertes par commutation dépend de la valeur du courant lors des commutations. La détermination des pertes impose une connaissance de la charge et de la commande que nous ne souhaitons pas aborder ici par souci de simplicité.

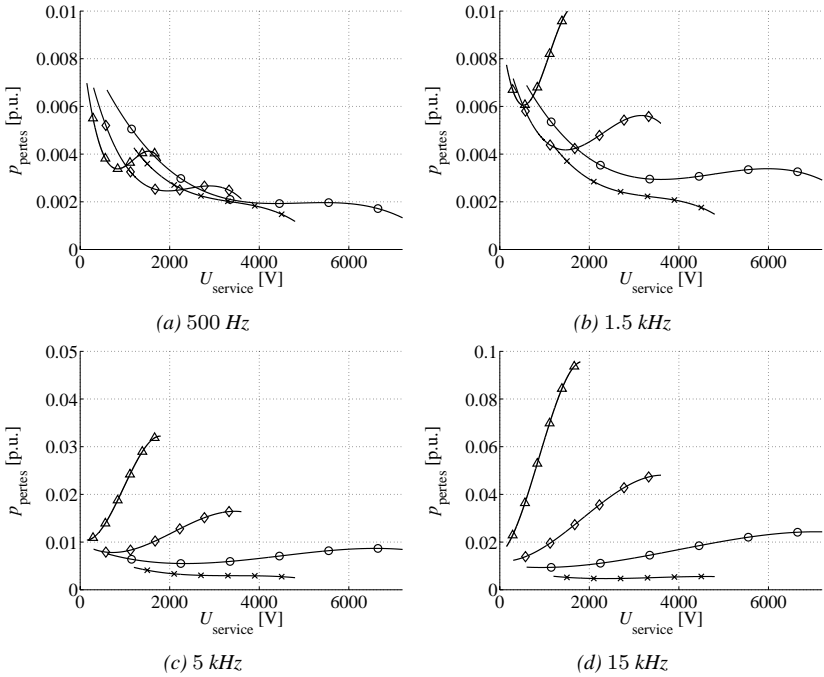


FIG. 1.12 : Comparaison des pertes pour différentes topologies et fréquences de commutation : pont triphasé (Δ), pont monophasé et onduleurs 3 niveaux triphasé (\diamond), onduleurs 5 niveaux (\circ), onduleurs multiniveaux asymétriques 9 niveaux avec un rapport de 3 entre les tensions d'alimentation (\times).

La structure asymétrique présente clairement un intérêt dès que la fréquence de pulsation augmente. En revanche, la contrainte d'employer des interrupteurs de tension de service différentes restreint son domaine d'application en tension.

1.2.3.3 Choix du nombre de cellules d'un onduleur multiniveau symétrique

Ayant établi que les onduleurs multiniveaux sont plus avantageux que les structures conventionnelles dès que la fréquence de commutation ou la tension de service augmente, nous analysons plus en détail le cas des onduleurs multiniveaux symétriques. A la Fig. 1.13, nous étudions l'influence du nombre de cellules. De nouveau, lorsque la fréquence de commutation ou la tension de service augmentent, il est plus avantageux d'utiliser davantage de cellules. A basse tension le choix

d'un plus petit nombre de cellules s'impose¹³ sous peine de mal utiliser les semi-conducteurs en conduction et de voir ces pertes augmenter en valeur relative. A haute tension, l'absence de semi-conducteurs adéquats impose le passage à une structure multiniveau¹⁴.

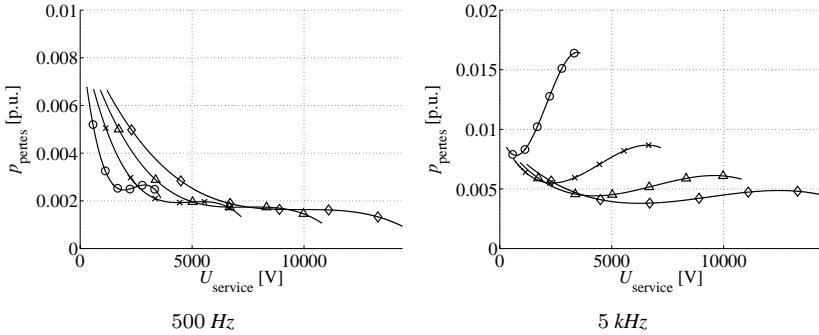


FIG. 1.13 : Comparaison des pertes pour un onduleur multiniveau symétrique en fonction du nombre de cellules et de la fréquence de commutation : 1 cellule (\circ), 2 cellules (\times), 3 cellules (Δ), 4 cellules (\diamond).

1.2.3.4 Onduleur multiniveau asymétrique : choix du rapport entre les tensions

De la Fig. 1.12, il est clairement ressorti que les onduleurs multiniveaux asymétriques présentent un intérêt dès que la fréquence de commutation augmente. Nous étudions maintenant l'influence du rapport entre les tensions des cellules combinées sur les pertes à la Fig. 1.14. Les plus grands rapports sont favorables à l'obtention d'un meilleur rendement, car ils permettent de combiner les composants les plus adaptés à la commutation avec les plus adaptés à la conduction.

1.2.3.5 Onduleur multiniveau asymétrique : influence des taux de commutation

Pour autant que l'on parvienne à s'affranchir d'un certain nombre de problèmes qui ont été négligés à la Fig. 1.12, l'onduleur multiniveau asymétrique présentera un rendement élevé. Parmi ces problèmes, figure celui des commutations simultanées qui sera étudié en détail au §2.1.4. Nous vérifions à la Fig. 1.15

¹³On peut également envisager l'emploi de technologies adaptées aux basses tensions comme les MOSFETs.

¹⁴Il est également possible de faire des macro-interrupteurs par connexion série, mais la structure obtenue est moins performante.

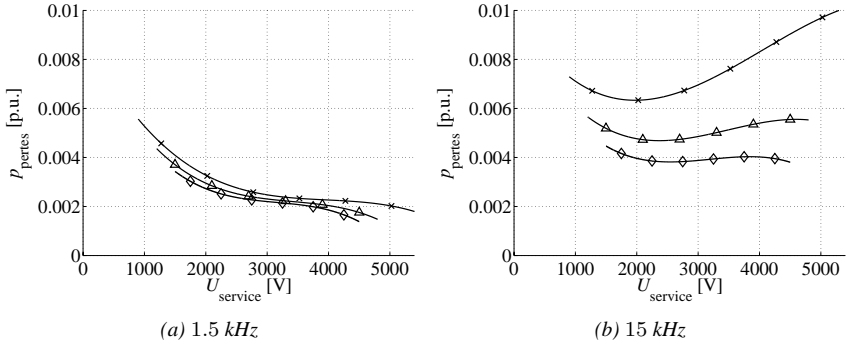


FIG. 1.14 : Comparaison des pertes pour un onduleur multiniveau asymétrique en fonction du rapport des tensions et de la fréquence de commutation : rapport 2 (\times), rapport 3 (Δ), rapport 4 (\diamond).

que la structure asymétrique est moins intéressante lorsque la fréquence de pulsation de sa cellule haute tension augmente.

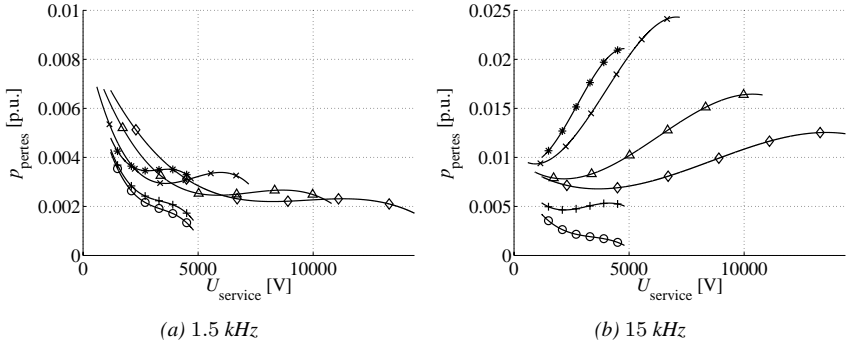


FIG. 1.15 : Comparaison des pertes entre onduleurs multiniveaux symétriques et asymétriques en fonction du taux de commutation simultanées, de la tension de service et de la fréquence de commutation ; structures asymétrique avec taux de commutation de 0 % (\circ), 10 % ($+$), 50 % ($*$) ; structures symétriques avec 2 cellules (\times), 3 cellules (Δ), 4 cellules (\diamond).

1.2.3.6 Onduleur multiniveau asymétrique : choix des structures

A la Fig. 1.16, nous comparons trois types de combinaisons :

- la combinaison d'un pont triphasé deux niveaux avec des ponts en H 3 niveaux,

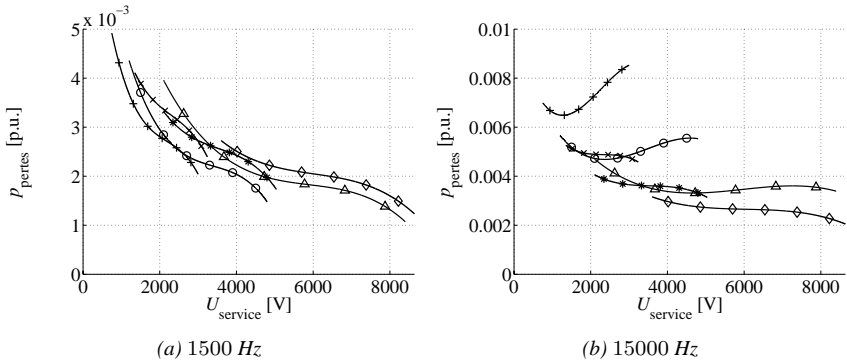


FIG. 1.16 : Comparaison des pertes entre une combinaison asymétrique de cellules comprenant un onduleur 2 niveaux et : 1 (+) ou 2 (x) cellules 3 niveaux ; une combinaison de cellules comprenant un onduleur trois niveaux et 1 (o) ou 2 (*) cellules 3 niveaux ; une combinaison de cellules comprenant un onduleur cinq niveaux et 1 (Δ) ou 2 (\diamond) cellules 3 niveaux.

- la combinaison d’un onduleur trois niveaux avec des ponts en H 3 niveaux,
- la combinaison d’un onduleur cinq niveaux avec des ponts en H 3 niveaux.

De nouveau, lorsque la fréquence de pulsation et la tension de service augmentent, la structure la plus complexe permet d’obtenir le rendement le plus élevé.

Pour obtenir une structure à rendement élevé, il faut disposer d’une alimentation performante des cellules. Toutes les pertes figurant dans ces comparaisons sont calculées en aval de l’alimentation. Ces comparaisons sont valables pour autant que les conditions d’alimentation des différentes solutions soient d’égales performances. Pourtant, en plus de conduire à une augmentation du nombre de composants, la nécessité d’avoir des alimentations isolées peut conduire à une forte dégradation du rendement de l’alimentation et donc du convertisseur complet.

1.2.3.7 Onduleurs multiniveaux constitués de cellules à base de MOSFETs

Il est tout à fait imaginable de réaliser un onduleur multiniveau avec des cellules à base de MOSFETs, soit dans un onduleur entièrement basé sur cette technologie, soit combinés avec des cellules à base d’IGBT. En effet, il existe un domaine de compatibilité en terme de courant nominal pour ces deux technologies et les rapports de tension sont compatibles. C’est d’ailleurs cette dernière combinaison qui a été retenue pour l’expérimentation. Par ailleurs, rien ne s’oppose à réaliser des MOSFETs avec de plus fortes capacités en courant, si ce n’est l’absence de besoins actuels. Cependant, les MOSFETs n’ont pas été pris en compte dans l’établissement des courbes précédentes pour plusieurs raisons :

- Le fonctionnement de ces composants diffère de celui des autres composants pris en compte, ce qui complique l'analyse pour un faible gain de généralité.
- Les pertes par conduction sont de type résistif et dépendent donc plus fortement du point de fonctionnement.
- La résistance à l'état passant varie beaucoup d'un élément à l'autre pour un même courant nominal. Ainsi, en terme de conduction, on trouve aussi bien des MOSFETs moins performants que des IGBTs que d'autres plus performants. La prise en considération de ces derniers composants surdimensionnés contredit le principe selon lequel il est préférable d'employer des semi-conducteurs avec des capacités de blocage plus élevées pour la conduction. Il faudrait donc prendre en considération deux types de composants.
- Le temps de commutation dépend de la valeur du courant commuté, ce qui est également plus difficile à prendre en compte dans une étude générale.

1.3 Synthèse des résultats

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les principales structures multiniveaux que nous avons comparées du point de vue de leur structure. En prenant en considération les paramètres technologiques des composants, nous avons décrit formellement les pertes de ces structures. Nous avons tracé des abaques de sélection de la structure en fonction de la charge à alimenter, les paramètres caractérisant la charge étant sa tension de service et la fréquence de pulsation apparente. Avec cet outil, nous sommes en mesure de choisir le convertisseur adapté à une application donnée.

Cette première étude met en évidence l'intérêt d'employer des onduleurs multiniveaux asymétriques. Pour autant que l'on soit capable de surmonter le problème de l'alimentation des cellules, la structure permet théoriquement d'avoir des pertes plus faibles en combinant des interrupteurs de caractéristiques différentes.

Il apparaît que cet intérêt est fortement lié aux caractéristiques des composants utilisés. Il est sujet au temps, de part l'évolution des techniques, et il doit régulièrement être réévalué. Il dépend des semi-conducteurs choisis. Les courbes qui ont permis cette comparaison sont fortement dépendantes des caractéristiques données par les constructeurs et sont entachées d'erreurs. Elles dépendent de la manière dont les paramètres ont été mesurés. D'un constructeur à l'autre, il est difficile de savoir si une même valeur représente bien un même phénomène.

L'intérêt de la structure apparaît évident, tant que les pertes par conduction en valeurs relatives diminuent avec la tension de service et que conjointement les temps de commutation augmentent. Le champ d'application en termes de tension de service et de fréquence de pulsation dépend des caractéristiques. Les structures asymétriques ont un rendement intéressant pour les applications moyennes

tensions. Cet intérêt est d'autant plus grand que la fréquence de pulsation est importante.

Pour tirer des résultats généraux, il a fallu simplifier l'étude et faire des approximations. Face à un cahier des charges précis, un affinement de la comparaison sera nécessaire pour effectuer un choix définitif de la structure et de ces composants.

Combinaisons de cellules

Dans ce chapitre, nous étudierons les combinaisons possibles d'onduleurs qui permettent de réaliser un onduleur multiniveau asymétrique. La structure étudiée est constituée d'un ensemble d'onduleurs de tension¹ connectés en série, comme représenté à la Fig. 2.1(a). Nous ne traiterons pas le cas particulier des onduleurs multiniveaux symétriques où toutes les cellules sont identiques et alimentées avec la même tension. Nous nous concentrerons sur le cas complémentaire des onduleurs multiniveaux asymétriques, où au moins une des cellules diffère des autres. Les différences peuvent porter sur la tension d'alimentation des cellules, sur leur structure, ou sur les deux. Il y a au moins deux groupes de cellules différents et évidemment au maximum autant qu'il y a de cellules, les différentes hybridations possibles ayant été décrites en § 1.1.4. Une partie du chapitre sera consacrée à la définition des termes facilitant l'énoncé des concepts présentés. Nous définirons plusieurs classes d'associations de cellules ou types de configurations et nous mettrons leurs propriétés en évidence.

Nous traiterons séparément les cas monophasé et triphasé sans neutre. Dans la première partie, nous décrirons les règles d'association et les propriétés des onduleurs monophasés. Dans la seconde partie, nous compléterons ces règles pour les onduleurs triphasés sans neutre relié. Nous obtiendrons des propriétés très intéressantes.

Parmi les publications décrivant des configurations d'onduleurs multiniveaux asymétriques, la plus ancienne semble être celle de O.M. Mueller [19]. Par la suite, d'autres travaux ont permis d'approfondir le sujet, relevons ceux de M. Manjrekar [23]. Dans ce chapitre, nous compléterons et généraliserons ces travaux antérieurs.

¹ Afin d'alléger l'écriture, il ne sera plus précisé par la suite qu'il s'agit d'onduleurs de type source de tension.

2.1 Règles d'association des onduleurs monophasés

2.1.1 Modèle de l'onduleur étudié

Chacun des onduleurs composant l'onduleur multiniveau asymétrique est un dispositif permettant d'échanger de l'énergie entre une source de tension continue et une charge (alternative). Par la suite, on parlera aussi des cellules de l'onduleur multiniveau plutôt que de parler des « onduleurs composant l'onduleur multiniveau ». Précisons qu'il ne s'agit pas de cellules de commutation, mais de cellules de conversion. Les sources de tensions continues doivent être isolées les unes des autres, sans quoi la plupart des combinaisons de signaux de commande conduisent à un court-circuit. L'onduleur étant de type source de tension, sa charge doit présenter un caractère de type source de courant, ou du moins, elle ne doit pas avoir un caractère de source de tension idéale.

Dans un premier temps, faisons abstraction des imperfections de l'alimentation. Nous supposons cette alimentation comme idéale : elle peut être assimilée à une source bidirectionnelle en courant, dont la tension ne fluctue pas. Chaque onduleur est ainsi considéré comme une source de tension contrôlable qui constitue une des cellules de l'onduleur multiniveau, comme représenté à la Fig. 2.1(b). La manière de réaliser l'alimentation et les problèmes liés au fait qu'elle n'est pas constituée de sources de tension idéales seront étudiés au chapitre 5.

Notations

Les niveaux de la cellule k sont notés :

$$V_{k,1} < V_{k,2} < \dots < V_{k,n_k} \quad (2.1)$$

avec n_k son nombre de niveaux.

Lorsque ces niveaux sont uniformes, ils vérifient :

$$\Delta U_k = V_{k,j+1} - V_{k,j} = \text{cte} \quad \forall j \in \{1, 2, \dots, n_k - 1\} \quad (2.2)$$

Ils peuvent alors être exprimés en fonction du pas de la cellule, ΔU_k :

$$V_{k,j} = V_{k,1} + (j - 1)\Delta U_k \quad \forall j \in \{1, 2, \dots, n_k\} \quad (2.3)$$

Les cellules à pas uniforme sont entièrement caractérisées par leur pas et leur nombre de niveaux. Nous noterons une cellule de pas ΔU_k et de nombre de niveaux n_k par le couple $(\Delta U_k, n_k)$. Un onduleur constitué de m cellules uniformes sera désigné par l'ensemble des couples caractérisant ses cellules :

$$(\Delta U_i, n_i) = \{(\Delta U_1, n_1), (\Delta U_2, n_2), \dots, (\Delta U_m, n_m)\} \quad (2.4)$$

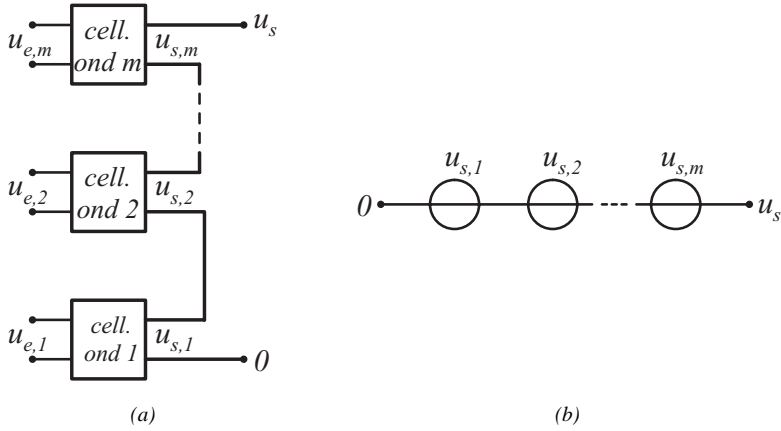


FIG. 2.1 : Schémas équivalents d'un onduleur multiniveau asymétrique : chacune des sources de tension peut avoir un nombre quelconque de niveaux (a) l'alimentation de chacune des cellules est prise en considération (b) les cellules sont considérées comme des sources de tension idéales.

2.1.2 Représentation des états et niveaux

Considérons l'espace d'état engendré par les tensions de sortie des cellules. Chacun des axes de cet espace est associé à une des cellules. Chaque cellule est capable de générer un nombre fini de tensions discrètes. L'état de l'onduleur à un instant donné est défini par l'ensemble des valeurs des tensions de ses cellules. Il y a autant d'états possibles qu'il y a de combinaisons de tensions. Les positions correspondant à ces états sont discrètes et en nombre fini. Les autres positions sont inaccessibles². La tension totale de sortie est obtenue par la somme des tensions de toutes les cellules :

$$u_s(u_{s,1}, u_{s,2}, \dots, u_{s,m}) = \sum_{k=1}^m u_{s,k} \quad (2.5)$$

où $u_{s,i}$ est la tension de sortie de la cellule i , m est le nombre de cellules composant le convertisseur.

Les tensions de sortie possibles de l'onduleur sont généralement appelées ses niveaux. Plusieurs états peuvent conduire au même niveau. Pour deux ou trois cellules en série, les états possibles peuvent être représentés graphiquement, respectivement dans le plan ou dans l'espace. Tous les états possibles et les niveaux

²Elles sont accessibles en régime transitoire lorsqu'on passe d'un état à l'autre, mais la trajectoire est difficilement prévisible et encore moins influençable.

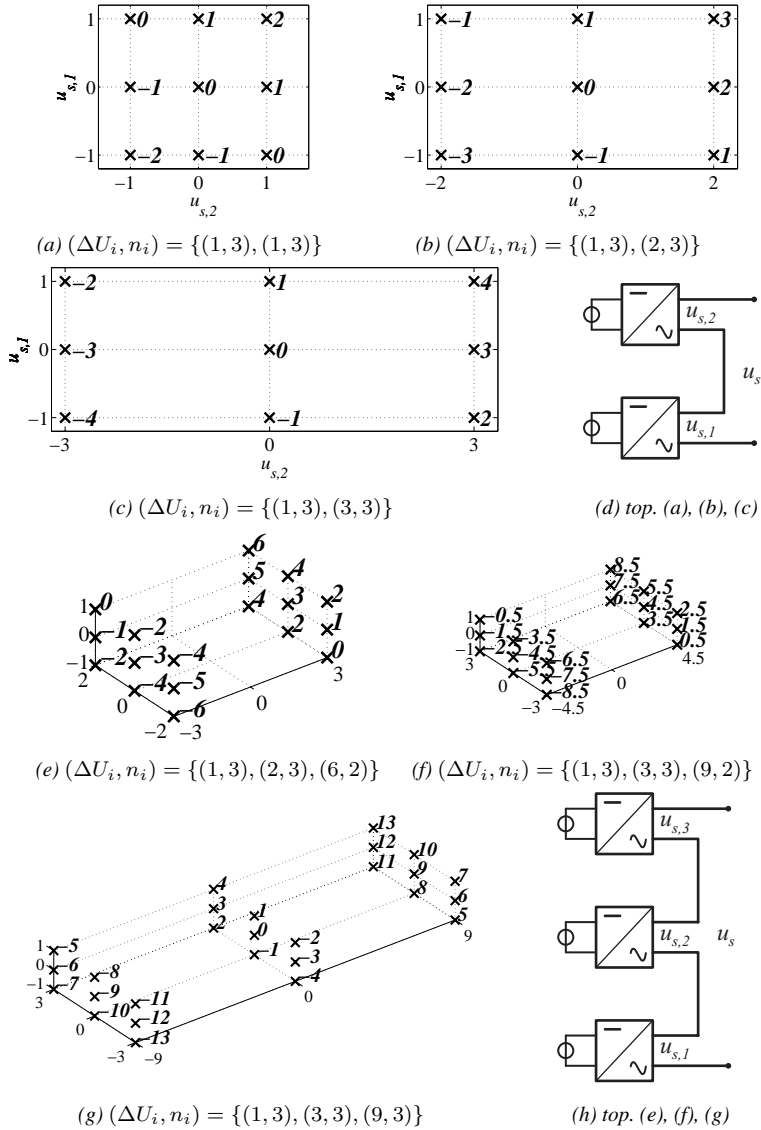


FIG. 2.2 : Représentation des états, niveaux et transitions possibles pour des onduleurs multiniveaux asymétriques constitués de : (a) 2 cellules 3 niveaux en série $U_{e,2} = 1 \cdot U_{e,1}$; (b) $U_{e,2} = 2 \cdot U_{e,1}$; (c) $U_{e,2} = 3 \cdot U_{e,1}$; (e) et (f) une cellule 2 niveaux en série avec 2 cellules 3 niveaux ; (g) 3 cellules 3 niveaux en série

associés sont alors représentés comme à la Fig. 2.2. Au delà de 3 cellules, la représentation devient abstraite. Nous illustrerons la plupart des raisonnements par des représentations à deux ou trois dimensions, ils seront cependant valables dans le cas général.

Notation des axes

On notera $u_{s,1}$ l'axe de la cellule de plus petite tension indiquée 1, l'axe associé à la cellule k sera noté $u_{s,k}$.

2.1.3 Condition d'uniformité du pas

L'onduleur est capable d'engendrer une sortie avec une finesse identique sur l'ensemble de l'intervalle couvert par ses niveaux, lorsque la répartition de ces derniers est uniforme. Dans cette section, nous étudierons les conditions d'association de cellules permettant d'obtenir une telle répartition.

2.1.3.1 Condition d'uniformité pour une combinaison de 2 cellules

Considérons un onduleur multiniveau désigné C . Il est constitué de 2 cellules connectées en série désignées A et B , comme représenté à la Fig. 2.3(a). A et B sont 2 cellules quelconques pour autant qu'elles soient capables de fonctionner indépendamment en connexion série. La cellule A peut générer n_A niveaux, la cellule B , n_B :

$$V_{A,1} < V_{A,2} < \dots < V_{A,n_A} \quad (2.6)$$

$$V_{B,1} < V_{B,2} < \dots < V_{B,n_B} \quad (2.7)$$

Les pas des cellules A et B sont uniformes, ils vérifient :

$$\Delta U_A = V_{A,i+1} - V_{A,i} = \text{cte} \quad \forall i \in \{1, 2, \dots, n_A - 1\} \quad (2.8)$$

$$\Delta U_B = V_{B,j+1} - V_{B,j} = \text{cte} \quad \forall j \in \{1, 2, \dots, n_B - 1\} \quad (2.9)$$

Ainsi, les niveaux de A et de B peuvent s'exprimer simplement en fonction de leurs pas :

$$V_{A,i} = V_{A,1} + (i - 1)\Delta U_A \quad \forall i \in \{1, 2, \dots, n_A\} \quad (2.10)$$

$$V_{B,j} = V_{B,1} + (j - 1)\Delta U_B \quad \forall j \in \{1, 2, \dots, n_B\} \quad (2.11)$$

La combinaison du niveau $V_{A,i}$ avec le niveau $V_{B,j}$ donne naissance à un des niveaux de l'onduleur C :

$$V_{C,i,j} = V_{A,i} + V_{B,j} \quad \forall (i, j) \in \{1, 2, \dots, n_A\} \times \{1, 2, \dots, n_B\} \quad (2.12)$$

De cette manière, $n_A \cdot n_B$ niveaux qui ne sont pas forcément tous distincts sont générés. Supposons que le pas ΔU_B soit plus grand ou égal au pas ΔU_A , $\Delta U_B \geq \Delta U_A$. Une combinaison d'un niveau quelconque de B avec successivement tous les niveaux de A génère n_A niveaux distincts de C . Ces niveaux sont ceux de A , augmentés du niveau considéré de B . Par conséquent, le pas entre ces niveaux est uniforme et vaut ΔU_A . De tous les niveaux générés par $V_{B,j}$, le plus haut est :

$$V_{C,n_A,j} = V_{A,n_A} + V_{B,j} \quad (2.13)$$

Répétons ce processus avec $V_{B,j+1}$, le plus bas est :

$$V_{C,1,j+1} = V_{A,1} + V_{B,j+1} \quad (2.14)$$

La différence entre ces 2 niveaux est la distance entre les 2 groupes de niveaux uniformes générés par $V_{B,j}$ et $V_{B,j+1}$. Selon cette différence, il y a quatre cas à distinguer :

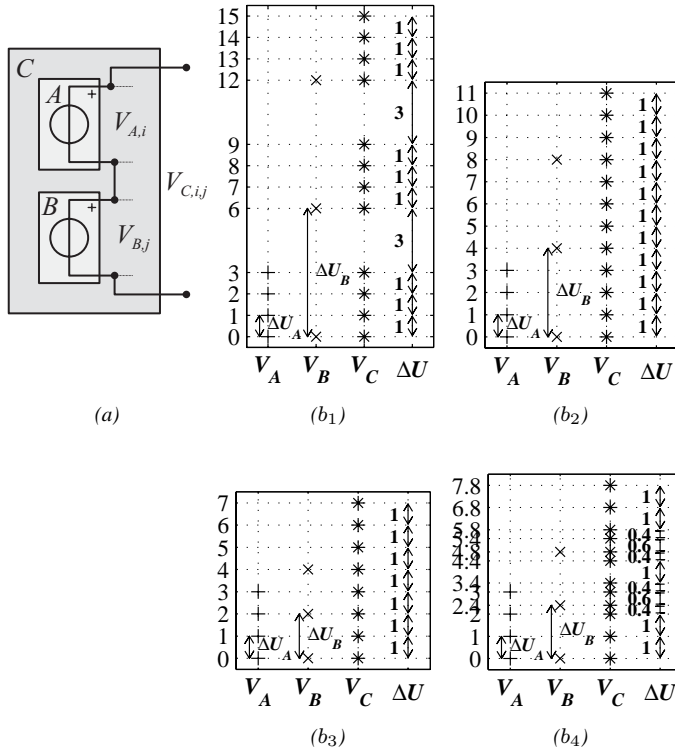


FIG. 2.3 : (a) connexion série de 2 cellules, il y a 4 cas possibles : (b₁) le pas de B, ΔU_B est trop grand, (b₂) ΔU_B est à la limite supérieure de la condition d'uniformité, (b₃) ΔU_B respecte la condition d'uniformité, (b₄) ΔU_B n'est pas un multiple de ΔU_A et le pas résultant ne peut pas être uniforme. (niveaux de la cellule A (+), niveaux de la cellule B (x), niveaux résultants (*))

1. Si la différence est plus grande qu'un pas ΔU_A , l'intervalle entre les niveaux générés par $V_{B,j}$ et entre ceux générés par $V_{B,j+1}$ est égal à cette différence et est en conséquence plus grand qu'un pas ΔU_A . Le pas est plus grand à cet endroit et n'est pas uniforme comme représenté à la Fig. 2.3(b₁).
2. Si la différence est égale à un pas ΔU_A , il y aura n_A niveaux différents générés par la combinaison de chacun des niveaux de B avec tous les niveaux de A. Cela formera n_B groupes de n_A niveaux séparés chacun de un pas. Le pas sera uniforme comme représenté à la Fig. 2.3(b₂).
3. Si la différence est de moins qu'un pas ΔU_A et qu'elle est un multiple de ce même pas, elle pourrait donc valoir 0, $-\Delta U_A$, $-\Delta U_A$..., les groupes de

niveaux se recouvrent. Certains niveaux de C sont confondus et sont générés plusieurs fois par différents niveaux de B . Dans ce cas, le pas sera uniforme, comme illustré à la Fig. 2.3(b_3).

4. Si la différence est de moins d'un pas ΔU_A , mais n'est pas un multiple du pas, les groupes de niveaux se chevauchent mais ne se recouvrent pas. Ils sont décalés d'une fraction du pas qui n'est par conséquent pas uniforme comme illustré à la Fig. 2.3(b_4). Chaque niveau de B générera n_A niveaux différents. Nous pouvons démontrer que l'uniformité ne peut jamais être obtenue si le rapport entre le pas des cellules A et B n'est pas entier³.

La condition d'uniformité du pas d'un onduleur formé de deux cellules connectées en série se déduit de l'analyse de ces quatre cas. Elle peut s'exprimer comme suit :

1. La distance entre l'ensemble des niveaux générés par un des niveaux de la cellule de pas le plus grand et l'ensemble des niveaux générés par le niveau suivant ne doit pas excéder un pas. Cela peut être exprimé par l'inégalité suivante :

$$(V_{B,j+1} + V_{A,1}) - (V_{B,j} + V_{A,n_A}) \leq \Delta U_A \quad (2.15)$$

Cette inégalité peut être réécrite en fonction des pas à l'aide de (2.10) et (2.11) :

$$V_{B,j} + \Delta U_B + V_{A,1} - V_{B,j} - V_{A,1} - (n_A - 1) \Delta U_A \leq \Delta U_A \quad (2.16)$$

Récrivant (2.16) nous obtenons :

$$\Delta U_A \leq \Delta U_B \leq n_A \cdot \Delta U_A \quad (2.17)$$

2. Les niveaux de l'onduleur, générés par 2 niveaux successifs de la cellule de pas le plus grand, doivent être séparés d'un multiple du pas. Autrement dit, le rapport entre les pas des cellules doit être entier :

$$\frac{\Delta U_B}{\Delta U_A} \in \mathbb{N}^* \quad (2.18)$$

La condition d'uniformité est exprimée par les conditions (2.17) et (2.18) :

$$\frac{\Delta U_B}{\Delta U_A} \in \mathbb{N}^*$$

$$\Delta U_A \leq \Delta U_B \leq n_A \cdot \Delta U_A$$

$$(2.19)$$

³Le rapport $\frac{\Delta U_B}{\Delta U_A}$ peut naturellement aussi être exprimé par une fraction $\frac{1}{n}$ avec n entier. Notre hypothèse $\Delta U_B > \Delta U_A$ impose cependant un rapport entier sans perte de généralité.

2.1.3.2 Première condition d'uniformité (cas scalaire)

De la Fig. 2.3, nous pouvons déduire que l'amplitude de la tension $\Sigma U_{1..k}$ d'un onduleur constitué de k cellules est :

$$\Sigma U_{1..k} = \sum_{j=1}^k (n_j - 1) \cdot \Delta U_j \quad (2.20)$$

Si le pas de cet onduleur est uniforme et vaut ΔU_1 , nous pouvons également en déduire le nombre de niveaux $n_{1..k}$:

$$n_{1..k} = \frac{\Sigma U_{1..k}}{\Delta U_1} + 1 = 1 + \frac{\sum_{j=1}^k (n_j - 1) \cdot \Delta U_j}{\Delta U_1} \quad (2.21)$$

Appliquant (2.19) et (2.21) à cet onduleur et à une cellule supplémentaire, nous obtenons la condition générale d'uniformité pour un nombre quelconque de cellules :

$$\Delta U_k \leq \Delta U_{k+1} \leq \Delta U_1 + \sum_{j=1}^k (n_j - 1) \cdot \Delta U_j \quad \frac{\Delta U_k}{\Delta U_1} \in \mathbb{N}^* \quad \forall k \quad (2.22)$$

avec ΔU_k et n_k le pas et le nombre de niveaux de la cellule k et avec ΔU_1 le pas de l'onduleur résultant.

2.1.3.3 Condition d'uniformité restreinte aux onduleurs 3 niveaux

La plupart des onduleurs multiniveaux décrits à ce jour dans la littérature sont constituées d'une cascade de ponts en H. Dans le cas d'une telle combinaison, l'inégalité (2.22) peut être exprimée uniquement en fonction des tensions d'entrée des cellules, au lieu d'être exprimée en fonction des pas et nombres de niveaux :

$$U_{e,k} \leq U_{e,k+1} \leq U_{e,1} + 2 \sum_{j=1}^k U_{e,j} \quad \frac{U_{e,k}}{U_{e,1}} \in \mathbb{N}^* \quad \forall k \quad n_j = 3 \quad \forall j \quad (2.23)$$

avec $U_{e,1}$ la tension d'entrée de l'onduleur indicé 1 et $U_{e,k}$ la tension d'entrée de la cellule k . $U_{e,1}$ est aussi le pas de l'onduleur résultant.

Onduleur multiniveau symétrique

La limite inférieure de l'inégalité (2.23) conduit au cas de l'alimentation dite symétrique où toutes les tensions d'entrées sont égales :

$$U_{e,k+1} = U_{e,k} \quad (2.24)$$

Cette combinaison permet d'atteindre la tension la plus élevée avec un nombre minimum de cellules. D'autre part, toutes les cellules sont équivalentes et il y a de nombreux niveaux redondants.

Asymétrie maximale selon l'uniformité

La limite supérieure de l'inégalité (2.23) conduit à la plus grande asymétrie des tensions d'entrée :

$$U_{e,k+1} = 3 U_{e,k} \quad (2.25)$$

$$U_{e,i} = \{1, 3, 9, 27 \dots\} \quad (2.26)$$

Cette combinaison de tensions d'entrée conduit à la résolution la plus élevée pour un nombre minimum de cellules. D'autre part, chaque état génère un niveau distinct des autres et il n'y a pas de niveaux redondants.

Exemple de combinaisons

Le Tab. 2.1 donne des exemples de combinaisons de tensions d'alimentation conduisant à l'uniformité.

	m	ΔU_1	ΔU_2	ΔU_3	\dots	ΣU	n
n_i		3	3	3	\dots		
	2	1	1			± 2	5
	2	1	2			± 3	7
	2	1	3			± 4	9
	3	1	1	1		± 3	7
	3	1	1	2		± 4	9
	3	1	1	3		± 5	11
	3	1	2	2		± 5	11
	3	1	1	4		± 6	13
	3	1	2	3		± 6	13
	3	1	1	5		± 7	15
	3	1	2	4		± 7	15
	3	1	3	3		± 7	15
	3	1	2	5		± 8	17
	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots		\vdots	\vdots
	3	1	3	8		± 12	25
	3	1	3	9		± 13	27
	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots		\vdots	\vdots
	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots		\vdots	\vdots

(a)

	m	ΔU_1	ΔU_2	\dots	ΔU_m	ΣU	n
n_i		3	3	\dots	2		
	2	1			1	± 1.5	4
	2	1			2	± 2	5
	2	1			3	± 2.5	6
	3	1	1		1	± 2.5	6
	3	1	1		2	± 3	7
	3	1	1		3	± 3.5	8
	3	1	1		4	± 4	9
	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
	3	1	2		6	± 6	13
	3	1	3		4	± 6	13
	3	1	2		7	± 6.5	14
	3	1	3		5	± 6.5	14
	3	1	3		6	± 7	15
	3	1	3		7	± 7.5	16
	3	1	3		8	± 8	17
	3	1	3		9	± 8.5	18
	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots

(b)

TAB. 2.1 : Exemple de combinaisons de cellules conduisant à un pas uniforme (a) onduleurs à 3 niveaux uniquement (b) un onduleur à 2 niveaux et des onduleurs à 3 niveaux

2.1.4 Condition de modulation optimisée

En 1.2, nous avons montré que du point de vue du rendement, il était intéressant de combiner des cellules constituées d'interrupteurs de tension de blocage élevée avec des cellules constituées d'interrupteurs de tension de blocage basse. La cellule haute tension permet d'abaisser les pertes par conduction du convertisseur, mais étant lente, elle provoque de fortes pertes en commutation et doit être commutée à fréquence aussi basse que possible. Au contraire, la cellule basse tension est très rapide et présente de faibles pertes par commutation. Si l'on arrive à assurer que seule la cellule basse-tension commute à haute-fréquence, on peut réaliser un onduleur avec des performances en conduction comparables à celles des interrupteurs haute-tension et des pertes en commutation comparables à celles des interrupteurs basse-tension.

Hypothèse de signal lent

Pour analyser le fonctionnement dynamique de l'onduleur, il faut connaître ses signaux de commande. Ils sont obtenus à partir du signal de référence. Nous ne nous intéressons pas ici à la manière dont se déroulent les commutations. Nous étudions leurs conséquences et les moyens de les minimiser. Pour l'analyse, il est raisonnable de supposer que le signal de commande varie lentement et que de cette manière, la plupart du temps les commutations ne sont effectuées qu'entre des niveaux adjacents. Pour un onduleur capable de générer n niveaux possibles ordonnés que nous notons $\{V_1, V_2, \dots, V_n\}$, cela signifie que lorsque la tension vaut V_k , elle ne peut effectuer une transition que vers un de ses niveaux adjacents V_{k-1} ou V_{k+1} .

2.1.4.1 Représentation des transitions possibles

Représentons les transitions entre 2 niveaux adjacents par des segments de droite, comme à la Fig. 2.4. Lorsque l'hypothèse de signal lent est respectée, une transition ne peut être effectuée qu'entre deux états liés par un segment. Cette représentation est commode pour visualiser les transitions possibles et étudier le comportement dynamique de l'onduleur.

2.1.4.2 Transitions entre deux niveaux adjacents, commutations simultanées

Pour effectuer une transition entre 2 niveaux adjacents, il faut commuter une ou plusieurs cellules simultanément selon la transition. Pour illustrer notre propos, prenons pour exemple l'onduleur 2 cellules à 9 niveaux, dont la configuration est

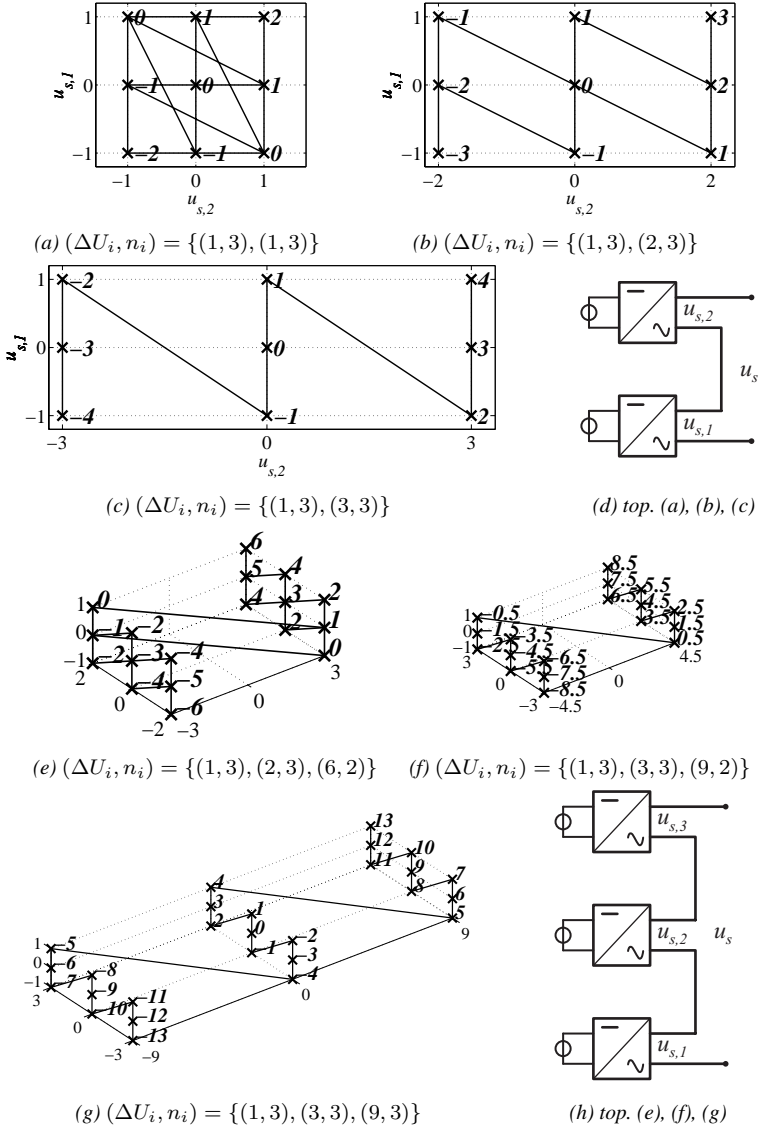


FIG. 2.4 : Représentation des états, niveaux et transitions possibles pour des onduleurs multiniveaux asymétriques constitués de : (a) 2 cellules 3 niveaux en série $U_{e,2} = 1 \cdot U_{e,1}$; (b) $U_{e,2} = 2 \cdot U_{e,1}$; (c) $U_{e,2} = 3 \cdot U_{e,1}$; (e) et (f) une cellule 2 niveaux en série avec 2 cellules 3 niveaux ; (g) 3 cellules 3 niveaux en série

$(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$. Ses états et ses niveaux sont représentés à la Fig. 2.4(c). Nous distinguons deux types de transitions :

Transitions favorables : commutation d'une seule cellule

Lorsqu'une transition est effectuée parallèlement à un axe, seule la cellule associée à cet axe doit commuter. Cela ne peut-être le cas que pour les cellules dont la tension d'entrée est la plus basse, puisque ce sont les seules à pouvoir faire varier la tension de sortie par pas. Dans notre exemple, 6 des 8 transitions appartiennent à cette catégorie. Puisqu'elles conviennent bien pour la modulation, les transitions parallèles aux axes des cellules de plus petite tension seront appelées les **transitions de modulation**.

Transitions défavorables : commutation de plusieurs cellules simultanément

Lorsqu'un segment de transition n'est pas parallèle à un axe, plusieurs cellules doivent commuter simultanément. Pour effectuer une variation d'un pas sur la sortie en commutant plusieurs cellules⁴, le seul moyen est que les directions des variations s'opposent. Autrement dit, pour effectuer la transition, deux groupes de cellules travaillent de manière antagonistes : un groupe de cellules viendra augmenter la tension de sortie pendant que l'autre groupe viendra la diminuer. Dans notre exemple, 2 des 8 transitions appartiennent à cette catégorie, il s'agit de la transition entre les niveaux 1 et 2 et celle entre les niveaux -2 et -1. Les transitions qui ne sont pas parallèles aux axes des cellules de plus petite tension seront appelées les **transitions transversales**.

Les transitions transversales provoquent des pertes beaucoup plus importantes. La distance parcourue le long des axes est plus longue. Si l'espace des tensions est remplacé par un espace où la dimension des axes est pondérée par la capacité de la cellule à commuter, ce qui pourrait être utile pour une évaluation des pertes, cette distance est encore plus grande. Ces pertes sont particulièrement pénalisantes dans le cas de la modulation, car il faut y effectuer des transitions aller-retour pour moduler 2 niveaux.

Les commutations simultanées ont également un effet néfaste sur la qualité du signal engendré par le convertisseur. A cause des caractéristiques des différents semi-conducteurs employés et des différents temps de propagation des signaux de commande, les commutations des différentes cellules impliquées dans une transition ne se produisent pas simultanément (Fig. 2.5(a)), de sorte que le signal de sortie peut présenter d'importantes variations pendant la transition (Fig. 2.5(b)). Il commence soit par varier dans le mauvais sens, soit par dépasser le niveau visé. Ces parasites peuvent être vus comme des impulsions étroites superposées au si-

⁴la tension de sortie de chaque cellule prise individuellement varie d'au moins le pas.

gnal idéal, comme illustré à la Fig. 2.5(c). Il faut éventuellement filtrer le signal de sortie pour éliminer ces impulsions lorsqu'elles sont inacceptables pour la charge.

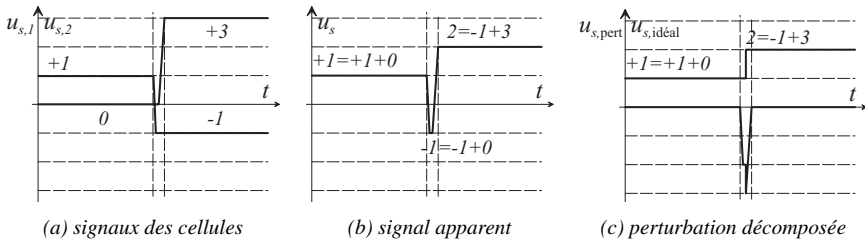


FIG. 2.5 : Impulsion étroite causée par la non-simultanéité des commutations (idéalement simultanées) des cellules

Modulation de la cellule haute tension

Un onduleur multiniveau asymétrique est réalisé en combinant des interrupteurs de tensions de blocage différentes, voire de technologies différentes. De par la faible tension de blocage de ses composants et sa faible tension d'alimentation, la cellule de tension la plus faible sera probablement la plus performante en commutation. De manière naturelle, c'est elle qui va commuter le plus souvent, puisque c'est elle qui permet le plus facilement d'effectuer des petites modifications du niveau de sortie. Reprenons notre exemple dont les niveaux et transitions possibles sont représentés dans l'espace d'état à la Fig. 2.4(c). Sur 8 transitions, 6 sont effectuées en ne commutant que la cellule de plus basse tension, les 2 restantes nécessitant la commutation des 2 cellules simultanément. Dans tous les cas, la cellule basse tension sera la plus sollicitée.

Cependant, dans certains cas, la modulation prolongée de certains niveaux nécessitant des transitions défavorables peut provoquer des pertes excessives. C'est le cas par exemple pour générer un signal de sortie d'amplitude moyenne, comme illustré à la Fig. 2.6 pour un signal sinusoïdal d'amplitude 0.5. Dans ce cas, des commutations simultanées seront effectuées de manière répétées avec les 2 cellules. En dimensionnant la fréquence de commutation en tenant compte de ce problème, la grande cellule va limiter la fréquence maximale de commutation de l'onduleur. Il ne sera pas possible d'utiliser les performances en commutation de la petite cellule.

Par la suite, notre objectif sera d'éliminer la modulation des grandes cellules. Nous décrirons les méthodes de dimensionnement et de commande permettant d'y parvenir.

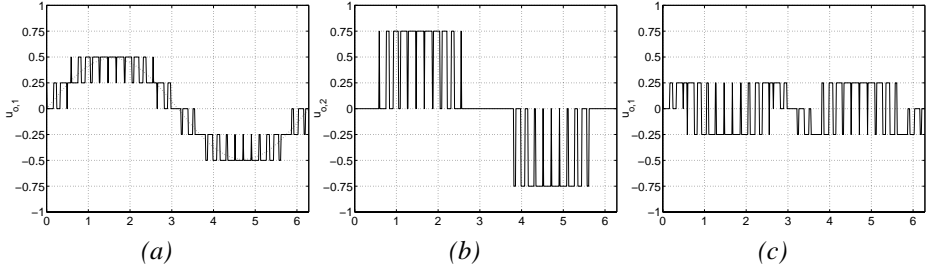


FIG. 2.6 : Génération d'une sinusoïde d'amplitude 0.49 avec un onduleur 9 niveaux de configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$: (a) tension de sortie (b) tension de sortie de la grande cellule (c) tension de sortie de la petite cellule. Pour générer la sortie (a), la grande cellule module entre 0 et 0.75 en même temps que la petite cellule module entre -0.25 et 0.25. Cela cause des pertes importantes et des impulsions très étroites sont superposées à la tension désirée.

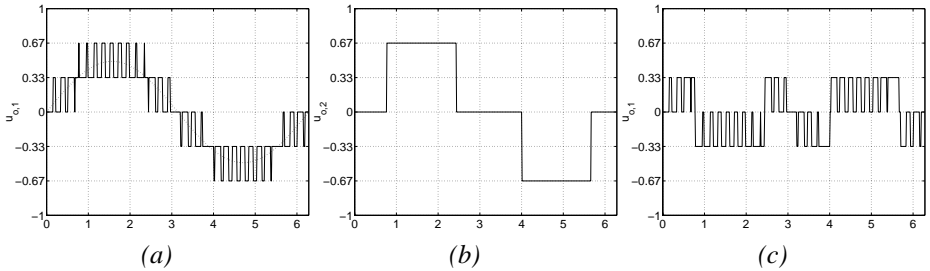


FIG. 2.7 : Génération d'une sinusoïde d'amplitude 0.49 avec un onduleur 7 niveaux de configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$: (a) tension de sortie (b) tension de sortie de la grande cellule (c) tension de sortie de la petite cellule.

2.1.4.3 Etat de l'art

Mueller a déjà résolu un problème similaire dans [19]. Lorsqu'on parvient à atteindre tout le domaine de tension de l'onduleur en ne modulant que la petite cellule, on est également capable de l'atteindre avec la petite cellule fonctionnant en mode linéaire. Pour cela, il propose d'utiliser la configuration $U_{e,i} = \{1, 2, 6\}$ pour ses tensions d'alimentation, ce qui permet d'obtenir la plus haute résolution satisfaisant le cahier des charges.

M. Manjrekar donne dans sa thèse [23] un début de solution au problème de la modulation des onduleurs multiniveaux asymétrique. Il pose que seule la petite cellule doit commuter à la fréquence de modulation et cherche à résoudre le problème pour n'importe quelle combinaison de ponts en H. La condition qu'il donne, pour atteindre cet objectif, est que l'onduleur formé par les cellules de tension plus élevées doit être capable de générer tous les niveaux pairs, la cellule de tension la plus basse ajoutant les niveaux impairs. Cette condition est correcte, bien que limitée aux combinaisons d'onduleurs 3 niveaux, cependant une erreur est introduite lors de sa traduction en termes de tensions d'alimentation. Il déduit correctement la condition limite, c'est-à-dire la configuration la plus asymétrique convenant pour la modulation comme étant $U_{e,i} = \{1, 2, 6, 18 \dots 3 \cdot U_{e,i-1} \dots\}$, c'est-à-dire un ordre 2 entre les deux plus petites cellules et un ordre 3 pour les autres. Il déduit à tort que toute configuration à pas uniforme satisfaisant $U_{e,1} = 1$, $U_{e,2} \leq 2$, $U_{e,3} \leq 6$, $U_{e,4} \leq 18$ convient pour la modulation. Cela lui fait indiquer $U_{e,i} = \{1, 1, 5\}$ comme une configuration utilisable en modulation alors qu'elle ne l'est pas, puisque $U_{e,i} = \{1, 1, 6\}$ n'est pas une configuration uniforme⁵.

Nous dériverons la condition correcte de modulation [24, 25], nous la généraliserons à n'importe quelle configuration monophasée (pas seulement des combinaisons de pont en H) et nous apporterons une réponse plus complète pour les onduleurs triphasés [26, 27]. A partir de la publication des présents travaux sur l'uniformité [28], Rech donne une condition de modulation correcte pour les combinaisons monophasées de ponts en H [29].

2.1.4.4 Dimensionnement optimisé

Le problème des transitions défavorables soulevé en § 2.1.4.2 se pose avec tous les onduleurs à asymétrie maximale comme ceux décrits au § 2.1.3.3. Pour ces onduleurs, des transitions défavorables existent et ne peuvent pas être évitées. En effet, pour toute configuration, il y a toujours des transitions transversales, puisque

⁵Si la configuration $U_{e,i} = \{1, 1, 6\}$ n'est pas uniforme, $U_{e,i} = \{1, 1, 5\}$ est une des configurations les plus asymétriques débutant par $U_{e,i} = \{1, 1, \dots\}$. Cela implique que cette configuration est inadéquate pour la modulation car elle manque de niveaux redondants et certaines paires de niveaux adjacents ne peuvent être modulées que le long de transitions transversales. La justification de ce dernier point viendra avec la loi de modulation optimisée.

les niveaux ne sont pas tous situés sur la même droite. D'autre part, l'absence de redondance pour les onduleurs à asymétrie maximale implique que ces transitions sont uniques et ne peuvent donc pas être évitées. En revanche, pour certaines configurations, il est possible de n'effectuer la modulation qu'avec les cellules de petite tension. Dans ce dernier cas, les transitions défavorables sont redondantes et peuvent être remplacées par d'autres transitions favorables. Il devient alors très intéressant de réaliser ces cellules pour qu'elles soient très performantes en commutation. Les performances en commutation des autres cellules deviennent secondaires et la performance en commutation de l'onduleur est la même que celle de l'ensemble de ses cellules de petite tension. Dans ce paragraphe, nous cherchons à dimensionner un tel onduleur.

Objectif

L'objectif est de pouvoir moduler n'importe quelle paire de niveaux adjacents en ne commutant qu'une cellule. Cette cellule a évidemment la tension la plus basse puisque c'est une de celle qui permet d'effectuer des variations de la tension par pas.

Condition correspondante

Sur la représentation d'état, il faut que chaque paire de niveaux adjacents puisse être associée à une transition de modulation. Cela ne peut être le cas que si la configuration dispose de niveaux redondants. Pour chaque transition transversale, il existera une autre transition de modulation engendrant les mêmes niveaux.

Modification des pas des cellules

Prenons une des solutions conduisant à l'asymétrie maximale. Partons du niveau le plus bas et effectuons toutes les transitions entre niveaux adjacents le long de l'axe $u_{s,1}$. Le long du parcours, les niveaux vont croissant. Nous atteignons la première transition transversale. Cette transition s'effectue en commutant les 2 cellules ayant les plus petits pas. Elle permet de passer du niveau noté V_x à $V_x + 1$ en diagonale des axes $u_{s,1}$ et $u_{s,2}$. Notons les cellules impliquées dans la transition C_1 et C_2 , leurs pas ΔU_1 et ΔU_2 , E_x et E_y les états conduisant aux niveaux V_x et $V_x + 1$. La transition suivante conduit à E_z qui génère le niveau $V_x + 2$. E_z est situé à une distance ΔU_1 de E_y le long de l'axe u_1 . Pour pouvoir effectuer une transition entre les niveaux V_x et $V_x + 1$ en ne commutant que C_1 , nous pouvons diminuer le pas ΔU_2 du pas ΔU_1 . Notons ce nouveau pas $\Delta U'_2$. L'ensemble des états est décalé parallèlement à l'axe $u_{s,2}$. Les niveaux situés sur la même droite — le même plan, le même hyperplan — perpendiculaire à $u_{s,2}$ sont alors décalé du même multiple de ΔU_1 . Notons E'_x la translation de E_x , E'_y et E'_z celles de E_y et E_z . E'_x conduit au niveau V'_x , E'_y conduit également au niveau V'_x , E'_z au

niveau $V'_x + 1$. La transition transversale entre E'_x et E'_z et ainsi équivalente à la transition de modulation entre E'_y et E'_z qui s'effectue parallèlement à l'axe $u_{s,1}$. C'est ce que nous voulions obtenir : une transition équivalente, mais parallèle à l'axe $u_{s,1}$. La transformation est illustrée à la Fig. 2.8. L'amplitude crête à crête de la deuxième cellule est réduite de $(n_2 - 1)\Delta U_1$. Pour conserver l'uniformité du pas, nous devons également réduire le pas des cellules à partir de la troisième de cette grandeur. Nous devons ensuite réduire le pas des cellules au delà de la quatrième de la diminution d'amplitude de la troisième cellule, et ainsi de suite. Partant de la configuration⁶ :

$$\Delta U_i = \{1, 3, 9, 27, 81, \dots\}, n_i = \{3, 3, 3, 3, 3, \dots\} \quad (2.27)$$

nous aboutissons à la configuration :

$$\begin{aligned} \Delta U_{i,\text{trans},1} &= \{1, 3 - 1, 9 - 2, 27 - 2 - 4, 81 - 2 - 4 - 12, \dots\} \\ &= \{1, 2, 7, 21, 63, \dots\} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Poursuivons notre parcours le long des transitions de modulation jusqu'à la prochaine transition transversale. Cette transition qui implique également un déplacement de l'axe $u_{s,3}$ n'a pas de transition de modulation équivalente. Pour ajouter une transition de modulation équivalente, il faut diminuer la valeur du pas $\Delta U'_3$ du pas ΔU_1 et répéter le processus précédant. Pour notre exemple de configuration, nous obtenons :

$$\Delta U_{i,\text{trans},2} = \{1, 2, 6, 21 - 2, 63 - 2 - 4, \dots\} = \{1, 2, 6, 19, 57, \dots\} \quad (2.29)$$

Répétons ce processus récursivement pour les cellules suivantes, nous aboutissons à la configuration la plus asymétrique qui permet de moduler n'importe quelle paire de niveaux en commutant le long d'une transition de modulation :

$$\Delta U_{i,\text{trans}} = \{1, 2, 6, 18, 54, \dots\} \quad (2.30)$$

La transformation que nous avons effectuée s'écrit sous la forme :

$$\Delta U_{i,\text{trans}} = \Delta U_i - 1 - \sum_{j=1}^i \Delta U_{j-1} (n_j - 1) \quad (2.31)$$

Avec ΔU_k défini par la limite supérieure de la condition d'uniformité (2.22).

⁶On note ici séparément les pas et nombres de niveaux. Ces derniers restant inchangés, nous ne les noterons pas pour alléger l'écriture dans la suite de ce développement.

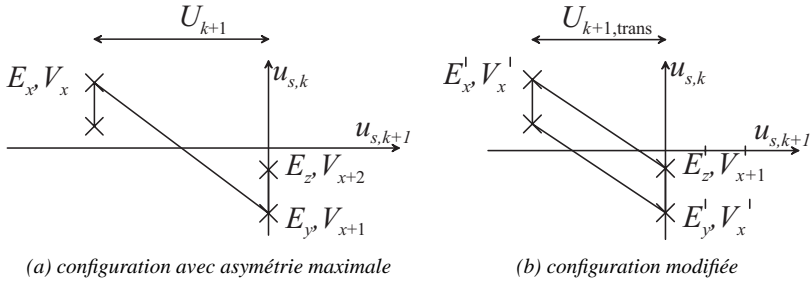


FIG. 2.8 : Modification du pas pour ajouter une transition de modulation pour les niveaux V_X et V_{X+1}

2.1.4.5 Condition de modulation optimisée pour deux cellules

L'adaptation des pas proposée en § 2.1.4.4 n'est pas très maniable. Elle permet d'obtenir la configuration la plus asymétrique vérifiant la modulation optimisée mais ne permet pas de déterminer facilement si une configuration donnée est satisfaisante. La condition permettant d'obtenir des transitions de modulation pour chaque paire de niveaux peut être exprimée différemment : en parcourant par ordre croissant des niveaux les segments de modulation, le dernier niveau du premier segment de modulation doit être généré par un des états de l'autre segment de modulation. La condition d'uniformité s'exprimait de la manière suivante : en parcourant par ordre croissant des niveaux les segments de modulation, le dernier niveau du premier segment de modulation doit être généré augmenté d'un pas par un des états de l'autre segment de modulation. Ces 2 conditions sont similaires à un pas près. En réexaminant la Fig. 2.3 (p. 45) nous voyons que pour 2 cellules, les 2 ensembles de niveaux de C générés par 2 niveaux successifs de A doivent avoir au moins un niveau commun (le dernier). Cela s'exprime par l'inégalité suivante :

$$\Delta U_A \leq \Delta U_B \leq (n_A - 1) \cdot \Delta U_A \quad (2.32)$$

2.1.4.6 Première condition de modulation optimisée (cas scalaire)

Appliquant (2.32) et (2.21) à un onduleur auquel on ajoute une par une des cellules de tensions plus élevées, nous obtenons la condition générale de modulation optimisée pour un nombre quelconque de cellules :

$$\Delta U_k \leq \Delta U_{k+1} \leq \sum_{j=1}^k (n_j - 1) \cdot \Delta U_j \quad \frac{\Delta U_k}{\Delta U_1} \in \mathbb{N}^* \quad \forall k \quad (2.33)$$

avec ΔU_k le pas et n_k le nombre de niveaux de la cellule k et ΔU_1 le pas de l'onduleur résultant.

2.1.4.7 Condition de modulation optimisée restreinte aux onduleurs 3 niveaux

Pour une combinaison de ponts en H à 3 niveaux, (2.33) peut être exprimée uniquement en fonction des tensions d'entrée, au lieu d'être exprimée en fonction des pas et nombres de niveaux :

$$U_{e,k} \leq U_{e,k+1} \leq 2 \sum_{j=1}^k U_{e,j} \quad \frac{U_{e,k}}{U_{e,1}} \in \mathbb{N}^* \quad \forall k \quad n_j = 3 \quad \forall j \quad (2.34)$$

avec $U_{e,1}$ le pas de l'onduleur et $U_{e,k}$ le pas de la cellule k .

Asymétrie maximale selon la loi de modulation optimisée

La limite supérieure de l'inégalité (2.34) donne :

$$U_{e,k} = \begin{cases} 2 \cdot U_{e,1} & k = 2 \\ 3 \cdot U_{e,k} & \forall k > 2 \end{cases} \quad (2.35)$$

$$U_{e,i} = \{1, 2, 6, 18, \dots\} \quad (2.36)$$

2.1.4.8 Application de la condition de modulation optimisée

En comparant les Fig. 2.6 et 2.7 (p. 53), nous pouvons vérifier que le problème des commutations simultanées, soulevé en § 2.1.4.2, est bien résolu. La configuration de la Fig. 2.7 vérifie (2.33) et une stratégie de commande adaptée lui est appliquée. Les différentes stratégies de commande de ces onduleurs seront discutées en détail à la section 4.2.

2.2 Règles d'association des onduleurs triphasés (sans neutre relié)

Les onduleurs triphasés possèdent les mêmes propriétés que les onduleurs monophasés. Si une configuration monophasée produit un pas uniforme, la même configuration triphasée constituée de trois de ces convertisseurs monophasés (par exemple connectés en étoile) produit également un pas uniforme. Il en va de même pour la loi de modulation optimisée. La réciproque n'est cependant pas toujours

vraie. Si une configuration monophasée ne produit pas un pas uniforme, il est possible que la même configuration triphasée en produise un, si le point neutre n'est pas relié. En prenant en considération le fait que les systèmes triphasés à neutre non relié possède une variable de sortie dépendante des deux autres, il est possible de dimensionner de nouvelles configurations d'onduleurs présentant d'intéressantes propriétés qu'ils ne possèdent pas en monophasé.

2.2.1 Redondance des phaseurs spatiaux

2.2.1.1 Projection des vecteurs dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$

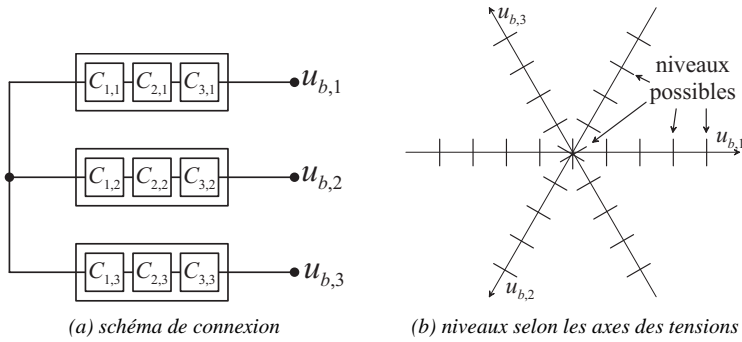


FIG. 2.9 : Combinaison d'onduleurs monophasés en étoile pour former un onduleur triphasé

Considérons un onduleur triphasé multiniveau constitué de 3 sources de tension indépendantes connectées en étoile comme illustré à la Fig. 2.9(a). Chacune de ces sources de tension dispose de n niveaux répartis uniformément. Dans l'espace généré par les tensions de branche $u_{b,1}$, $u_{b,2}$ et $u_{b,3}$, l'onduleur génère n niveaux selon chacun des axes, comme illustré à la Fig. 2.9(b). Chaque combinaison des 3 tensions $u_{b,1}$, $u_{b,2}$ et $u_{b,3}$ donne un vecteur de tension de l'onduleur triphasé. Ce vecteur est aussi désigné par la terminologie phaseur spatial. Les vecteurs de l'onduleur triphasé sont situés à l'intérieur d'un cube (Fig. 2.10(a)) et sont répartis uniformément lorsque les niveaux sont uniformes. Dénommons les sommets de ce cube $S_{i,j,k}$ avec $i, j, k \in \{-1, 1\}$. Au total il y a n^3 états possibles. Ces états déterminent autant de positions possibles du vecteur de tension qui sont réparties sur les faces de cubes concentriques et parallèles.

Le point neutre de l'étoile n'est pas relié, de telle manière qu'il n'y a que les deux composantes parallèle au plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$ qui contrôlent les courants, la composante homopolaire n'influençant pas leur évolution. Pour obtenir les posi-

tions du phaseur spatial de l'onduleur, il faut projeter les vecteurs de tension de sortie dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$ de contrôle des courants. Ce plan est perpendiculaire à la composante homopolaire. Les vecteurs projetés sont tous compris à l'intérieur d'un hexagone centré en zéro. Les 2 sommets du cubes nommés $S_{+1,+1,+1}$ et $S_{-1,-1,-1}$ ainsi que tous les points situés sur la droite passant par ces 2 sommets sont projetés en zéro. Les 6 autres sommets du cube forment les sommets de l'hexagone. Les arêtes reliant ces sommets forment les côtés de l'hexagone comme illustré à la Fig. 2.10(b). Une grande partie des états de l'onduleur conduisent à des phaseurs spatiaux confondus dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$.

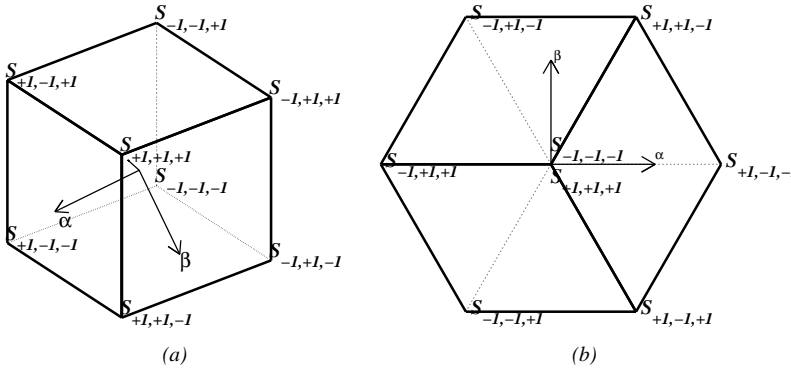


FIG. 2.10 : (a) Cube contenant tous les états possibles dans l'espace $(u_{b,1}, u_{b,2}, u_{b,3})$ (b) Projection de ce cube dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$: la projection du cube forme un hexagone.

2.2.1.2 Répartition des états

De par l'uniformité du pas, les positions possibles du vecteur de tension sont situées sur des cubes élémentaires régulièrement disposés, ce qui permet de déterminer simplement le nombre de vecteurs redondants par mesure de distance entre les faces du grand cube. Au centre, il y a n états conduisant au même vecteur. Sur les côtés, les états conduisent à des vecteurs distincts les uns des autres. Dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$, les vecteurs sont situés sur n hexagones concentriques numérotés de 1 à n en allant de l'extérieur vers l'intérieur. L'hexagone indicé i possède i images superposées et confondues. Dans l'espace $(u_{b,1}, u_{b,2}, u_{b,3})$, ces images sont situées à des positions différentes selon l'axe homopolaire. Pour n niveaux par phase, il y a n^3 états possibles. En sommant le nombre d'états distincts de chaque hexagone, nous pouvons déduire le nombre d'états distincts :

$$N_D = 1 + \sum_{i=2}^n 6 \cdot (i - 1) = 3 \cdot (n^2 - n) + 1 \quad (2.37)$$

En sommant le nombre d'états redondants selon la répartition décrite, on peut vérifier que l'on retrouve bien le nombre d'états total :

$$N_E = n + \sum_{i=2}^n 6 \cdot (i-1) (n+1-i) = n^3 \quad (2.38)$$

Cette répartition est illustrée à la Fig. 2.11.

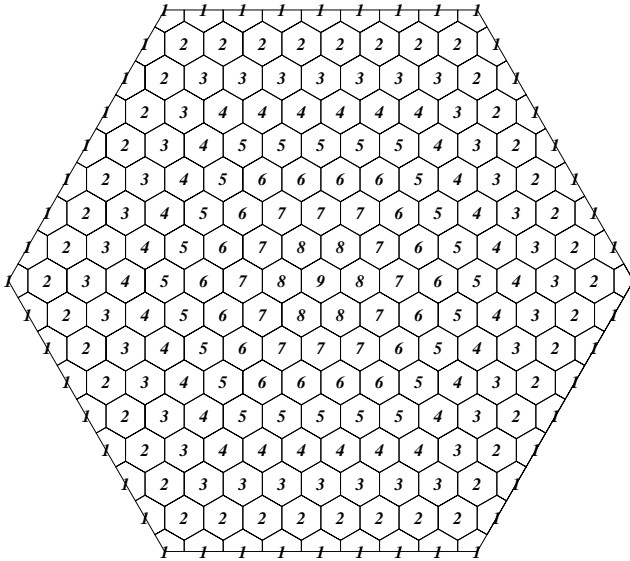


FIG. 2.11 : Nombre et répartition des états redondants d'un onduleur 9 niveaux triphasé. Au total il y a $9^3 = 729$ états dont $1 + \sum_{i=2}^9 6 \cdot (i-1) = 217$ sont distincts. Il y a 9 manières de générer le phaseur spatial au centre, 8 sur l'hexagone immédiatement autour du centre, et ainsi de suite en décroissant jusqu'à l'hexagone extérieur où il n'y a qu'une possibilité de générer le phaseur spatial. Chacun des hexagones élémentaires est associé à un phaseur spatial. Les nombres placés aux centres des hexagones sont les nombres d'états conduisant au phaseur spatial correspondant.

Ainsi, il y a de nombreuses manières de parvenir à imposer un vecteur de sortie donné. La suppression d'une partie de cette redondance, conduit à la séparation d'états confondus, ce qui peut permettre une augmentation de la résolution. Nous allons étudier les moyens permettant d'aboutir à une augmentation de la résolution.

2.2.2 Détermination des voisins d'un vecteur de tension

Les méthodes qui vont permettre d'augmenter la résolution par la séparation des états redondants conduiront à des répartitions de phaseurs spatiaux qui ne sont pas toujours régulières dans le plan. Pour étudier ces répartitions ou pour choisir une trajectoire dans un tel ensemble de phaseurs spatiaux, la définition des voisins d'un phaseur spatial s'avère utile.

2.2.2.1 Hypothèse de signal lent et vecteurs voisins

Comme pour le cas scalaire de § 2.1.4.1, le signal de commande est supposé varier suffisamment lentement pour que la sortie de l'onduleur change lentement et seulement entre des phaseurs spatiaux voisins.

Pour un onduleur monophasé l'hypothèse de signal lent se traduit sans ambiguïté possible : les transitions ne peuvent être effectuées que vers les niveaux adjacents de V_k , vers V_{k-1} ou V_{k+1} . Pour un onduleur triphasé possédant une distribution uniforme des états de sortie, les états voisins sont également trouvés sans difficulté. En revanche, pour un onduleur triphasé avec une distribution non uniforme des niveaux de sortie, il est plus difficile de déterminer si deux états sont voisins ou non. L'analyse du processus de quantification permet d'apporter une réponse générale à cette question.

2.2.2.2 Vecteurs voisins et quantification

Le processus de quantification est à la base de la définition de la notion de voisin. Il consiste à tronquer la partie d'un signal qui n'est pas multiple du pas de quantification. Il y a plusieurs manières de quantifier : par défaut, par excès, par arrondi, etc. Pour représenter au mieux un signal de référence, il faut choisir parmi un ensemble limité de niveaux ou de vecteurs de sortie celui qui est le plus proche, ce qui correspond à un arrondi. La quantification par arrondi est une représentation intéressante, car elle permet d'obtenir l'erreur quadratique la plus faible : la distorsion harmonique est par conséquent généralement aussi la plus faible⁷. C'est la manière la plus naturelle de représenter un signal.

Lorsque la sortie est obtenue par un processus de quantification d'un signal continu, le signal de sortie n'effectue des transitions qu'entre des états voisins les uns des autres (pour autant que le signal de référence soit continu ou vérifie l'hypothèse de signal lent). Pour un signal scalaire, cela signifie simplement qu'une transition n'est effectuée que vers le plus grand niveau inférieur au niveau actuel ou vers le plus petit niveau supérieur au niveau actuel. Pour un signal vectoriel,

⁷Ce point sera discuté plus en détail au chapitre 3.

lorsque la référence s'éloigne de sa valeur quantifiée, une transition sera effectuée lorsqu'une nouvelle valeur de quantification possible plus proche sera trouvée. Avec cette description, la détermination des positions des transitions et des vecteurs, vers lesquels il est possible de commuter, nécessite la connaissance du signal vectoriel de référence. Une bonne définition des voisins d'un état devrait permettre de savoir vers quels états une transition est possible, indépendamment de la connaissance du signal de référence.

2.2.2.3 Droites de commutation entre deux phaseurs spatiaux

Considérons un ensemble d'états de sortie avec seulement deux éléments et un signal de référence continu. La commutation entre les deux phaseurs spatiaux \underline{V}_A et \underline{V}_B s'effectuera chaque fois que la référence traversera la droite située à égale distance des deux états de sortie. Cette droite est la médiatrice du segment $\underline{V}_A \underline{V}_B$, nous l'appelons droite de commutation entre les phaseurs spatiaux \underline{V}_A et \underline{V}_B . Le concept est illustré à la Fig. 2.12.

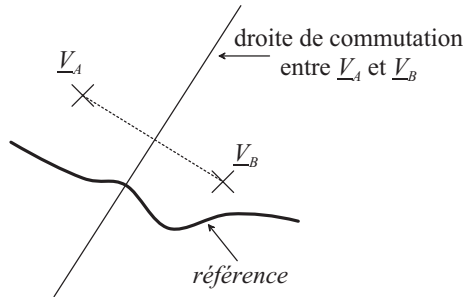


FIG. 2.12 : Droite de commutation entre \underline{V}_A et \underline{V}_B . Lorsque la référence traverse cette droite, on commute d'un vecteur à l'autre.

2.2.2.4 Polygones de sélection des phaseurs spatiaux et définition des voisins

Pour un ensemble de phaseurs spatiaux avec un nombre quelconque d'éléments, il y aura autant de droites de commutation qu'il y a de combinaisons de deux phaseurs. Il est assez aisé de déduire que le plus petit polygone formé par les droites de commutation autour d'un phaseur donné délimite sa zone de sélection lors d'une quantification, comme illustré à la Fig. 2.13 : chaque fois que la référence traverse cette zone, le phaseur correspondant est sélectionné. La référence est représentée par l'état associé au polygone qu'elle traverse comme à la Fig. 2.14. Pour une référence continue ou respectant l'hypothèse de signal lent, des transitions ne sont possibles que vers les phaseurs spatiaux associés aux droites de

commutation formant le plus petit polygone autour d'un état donné. Ces phaseurs spatiaux sont les voisins du phaseur spatial considéré. Ainsi la Fig. 2.14 représente les polygones de sélection pour un ensemble de vecteurs de tension qui ne sont pas partout disposés régulièrement. La forme et la disposition de ces polygones permet de se faire une idée de la résolution de l'onduleur lorsque ses vecteurs sont placés plus ou moins régulièrement. Par la suite, on utilisera souvent cette représentation pour les configurations qui ne sont pas régulières, et chaque fois qu'on obtient la sortie par quantification.

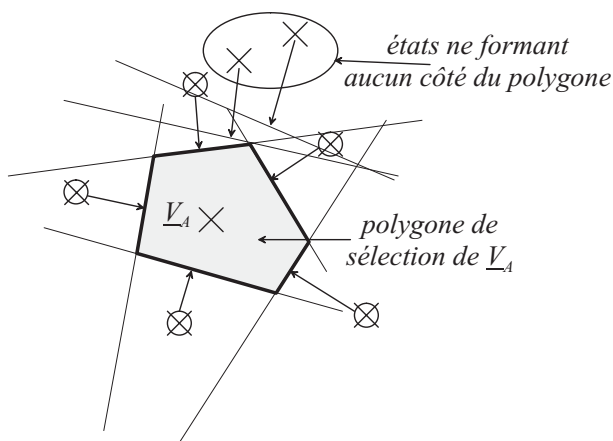


FIG. 2.13 : Polygone de sélection du vecteur de tension \underline{V}_A . Il est construit par les droites de commutation formant le plus petit polygone autour de \underline{V}_A . Lorsque la référence quitte ce polygone, on commute d'un vecteur vers un des voisins. Les voisins sont marqués par des cercles.

Il faut remarquer qu'en périphérie, le polygone de sélection n'existe pas, car en s'éloignant d'un vecteur depuis la périphérie vers l'extérieur on n'effectue plus de transition vers un autre vecteur, à moins de se déplacer tangentiellement à la périphérie. Un des côtés permettant de refermer le polygone de sélection manque. A la Fig. 2.14 nous les avons refermés en périphérie en reliant les vecteurs périphériques voisins entre eux. Cependant, lorsque la référence peut sortir de la surface ainsi formée, nous ne refermerons pas ces polygones afin de déterminer les vecteurs de tension de l'onduleur lorsqu'il fonctionne en mode saturé.

Excepté pour les configurations (les plus répandues) présentant de nombreuses symétries, il est assez laborieux de déterminer les voisins d'un vecteur à partir de cette définition. L'annexe B décrit une méthode de recherche qui permet de déterminer les vecteurs voisins n'importe quel ensemble de phaseurs spatiaux. Cette méthode peut être assez facilement implantée, elle a été utilisée pour déterminer

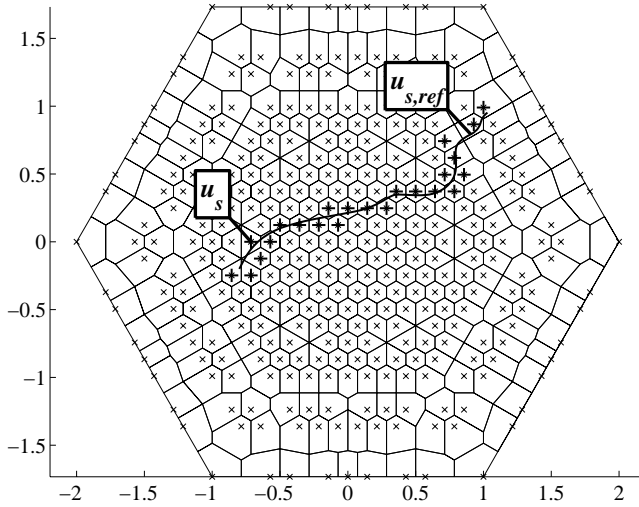


FIG. 2.14 : Quantification d'un signal de référence vectoriel continu : le signal est représenté par les phaseurs spatiaux les plus proches de sa trajectoire. Les polygones définissent les zones de sélection des phaseurs spatiaux qu'ils circonscrivent. Les phaseurs spatiaux possibles sont représentés par des \times , les phaseurs spatiaux sélectionnés sont représentés par des $+$.

les vecteurs voisins de configurations dont les phaseurs spatiaux sont irrégulièrement distribués.

2.2.3 Condition d'uniformité vectorielle

2.2.3.1 Méthodes de construction de l'ensemble des vecteurs de tension

En monophasé, les niveaux de sortie de deux cellules combinées sont obtenus en additionnant chacun des niveaux de sortie de la cellule de plus grand pas avec chacun des niveaux de sortie de la cellule de petit pas. En triphasé, nous pouvons construire l'ensemble des vecteurs de sortie :

- en une étape, en combinant les niveaux de trois onduleur multiniveau monophasé pour former les phaseurs spatiaux de l'onduleur multiniveau triphasé,
- en deux étapes, tout d'abord en construisant les phaseurs spatiaux générés par des cellules triphasées construites à partir des cellules monophasées, puis en additionnant les vecteurs de sortie de la cellule triphasée de grand pas avec les vecteurs de sortie de la cellule triphasée de petit pas. Prises in-

dividuellement, les cellules de la structure de la Fig. 2.15 permettent d'obtenir les phaseurs spatiaux de la Fig. 2.16(a), combinées les phaseurs spatiaux obtenus sont montrés à la Fig. 2.16(b). La représentation des transitions possibles de un pas à la Fig. 2.16(c) nous permet d'étudier la finesse obtenue.

Les vecteurs de tension obtenus sont évidemment les mêmes, quelle que soit l'approche, cependant la seconde présente l'avantage de nous permettre d'envisager les conditions d'uniformité et de modulation sous un autre angle. D'autre part, il est alors évident qu'on peut envisager la combinaison de structures purement triphasées.

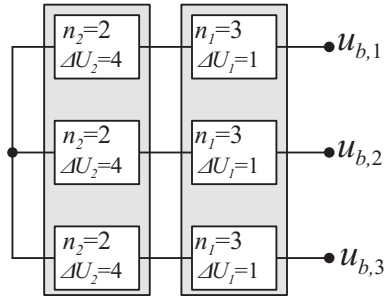


FIG. 2.15 : Exemple de structure examinée : dans chaque phase, une cellule 2 niveaux par branche de grand pas (une branche à 2 transistors) est combinée avec une cellule 3 niveaux (un pont en H).

2.2.3.2 Propriétés d'uniformité de quelques configurations de deux cellules

Observons comment sont combinés les vecteurs de tension dans l'exemple de la structure de la Fig. 2.15 lorsqu'on fait varier le pas de la grande cellule. Dans cet exemple, 2 cellules triphasées sont combinées. Démarrons avec la configuration la plus asymétrique qui satisfasse la condition de modulation, puis augmentons le pas de la cellule haute tension par pas de la cellule basse tension :

1. Avec le rapport 2, cas illustré à la Fig. 2.17(a) (p. 69), l'onduleur obtenu respecte les conditions de modulation (2.33) et d'uniformité (2.22). Les tensions de branches générées sont au nombre de 5 :

$$V_i = \{-2, -1, 0, 1, 2\}$$

61 vecteurs de sortie différents sont générés.

2. Avec le rapport 3, cas illustré à la Fig. 2.17(b), l'onduleur obtenu respecte la condition d'uniformité (2.22). Les tensions de branches générées sont au

nombre de 6 :

$$V_i = \{-2.5, -1.5, -0.5, 0.5, 1.5, 2.5\}$$

91 vecteurs de sortie différents sont générés.

3. Avec le rapport 4, cas illustré aux Fig. 2.16 et 2.17(c), l'onduleur obtenu ne respecte plus la condition d'uniformité (2.22). Les tensions de branche générées sont au nombre de 6 avec une irrégularité du pas entre -1 et 1 :

$$V_i = \{-3, -2, -1, 1, 2, 3\}$$

Les 121 vecteurs de sortie générés sont répartis uniformément dans un seul ensemble. En monophasé, les tensions de branche ne permettent pas à cette configuration de générer les petites amplitudes avec la même finesse que les grandes amplitudes, puisque le pas est double autour de zéro. Pourtant, l'analyse des vecteurs de tension obtenus montre bien qu'il est possible de suivre une référence vectorielle avec la même finesse de pas qu'un onduleur disposant du niveau 0, c'est-à-dire de 7 niveaux au total, soit :

$$V_i = \{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$$

La résolution obtenue est particulièrement visible sur la représentation des transitions possibles de pas à la Fig. 2.16(c). La même représentation montre cependant que la précision est moindre pour les très grandes amplitudes, puisque par rapport à l'onduleur 7 niveaux qui génère 127 vecteurs de tension, 6 vecteurs de tension manquent en périphérie aux positions clefs permettant de générer une sinusoïde de la plus grande amplitude possible. Par rapport à l'onduleur 6 niveaux du cas 2, 30 vecteurs de tension supplémentaires sont générés en périphérie. Avec la même tension pour la cellule basse tension, la finesse est identique et une amplitude plus grande peut être atteinte. Avec la même tension de service pour les deux configurations, une finesse supérieure est obtenue, sauf en périphérie.

4. Avec le rapport 5, cas illustré à la Fig. 2.17(d), cet onduleur ne respecte pas la condition d'uniformité. Les tensions de branche générées sont au nombre de 6 avec une irrégularité du pas entre -1.5 et 1.5 :

$$V_i = \{-3.5, -2.5, -1.5, 1.5, 2.5, 3.5\}$$

Les 133 vecteurs de sortie générés ne sont pas répartis uniformément dans un seul ensemble mais dans 7 sous-ensembles. Cette configuration n'a ni un pas uniforme au niveau des tensions de branche, ni des vecteurs uniformément disposés. Elle ne présente pas autant d'intérêt que la configuration précédente.

Cet exemple simple démontre que la connaissance de la condition d'uniformité (2.22) est trop stricte pour choisir les tensions d'alimentation d'un onduleur triphasé : d'autres choix sont possibles et il faut formuler une nouvelle condition complétée qui prenne en considération ces possibilités supplémentaires.

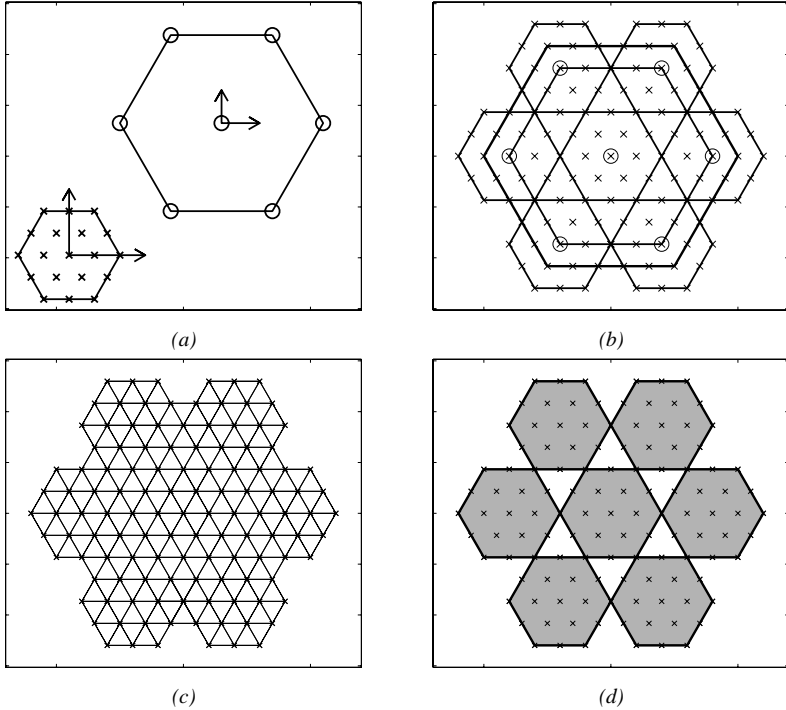


FIG. 2.16 : Combinaison de 2 cellules triphasées, configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (4, 2)\}$ (a) ensembles de vecteurs de tension des cellules triphasées prises individuellement, (b) ensemble des vecteurs obtenu par la combinaison, (c) l'ensemble des transitions possible mesurant un pas donne le domaine d'uniformité obtenu, (d) l'union des surfaces atteignables par chacun des vecteurs de la cellule de grand pas donne le domaine de modulation optimisée.

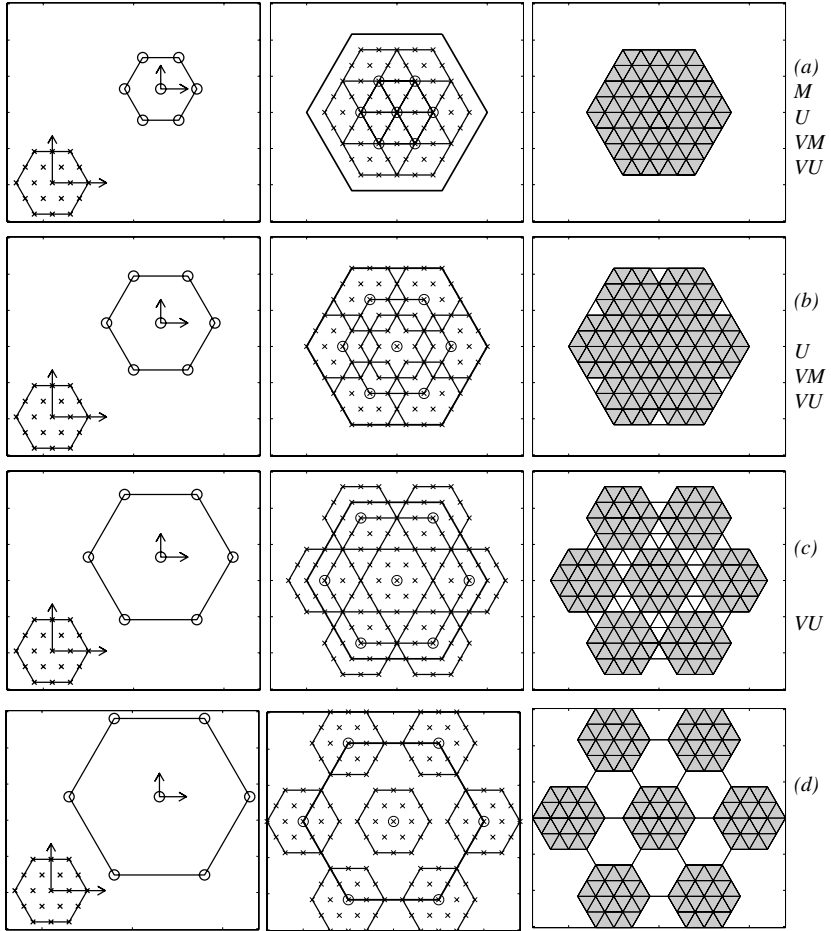


FIG. 2.17 : Combinaisons de 2 cellules triphasées, de haut en bas le pas de la cellule haute tension est augmenté : (a) $\Delta U_2 = 2\Delta U_1$, (b) $\Delta U_2 = 3\Delta U_1$, (c) $\Delta U_2 = 4\Delta U_1$, (d) $\Delta U_2 = 4\Delta U_1$. A gauche ensembles des phaseurs spatiaux des cellules prises individuellement ; au centre ensemble de phaseurs spatiaux obtenus par combinaison ; à droite domaines d'uniformité et de modulation obtenus ; à l'extrême droite, propriétés de la combinaison : M , respecte la condition scalaire de modulation optimisée ; U respecte la condition d'uniformité monophasée ; VM , respecte la condition vectorielle de modulation optimisée ; VU , respecte la condition vectorielle d'uniformité.

2.2.3.3 Condition d'uniformité vectorielle exprimée sous forme géométrique

Définition du domaine d'uniformité

La surface à l'intérieur de laquelle les vecteurs de tension sont disposés régulièrement de manière à former un maillage régulier est le domaine d'uniformité. A l'intérieur de cette surface, une trajectoire de référence peut être représentée avec une même finesse par quantification ou par modulation. La trajectoire de référence est continue ou varie lentement, le domaine d'uniformité doit par conséquent être d'un seul tenant. S'il y a plusieurs surfaces à l'intérieur desquelles les vecteurs de tension sont disposés régulièrement, une de ces surfaces pourra être considérée comme étant le domaine d'uniformité, celle qui convient le mieux à notre application. Les trous que peut présenter ce domaine, à l'intérieur desquels le maillage ne présente plus la même régularité, n'appartiennent pas au domaine d'uniformité, car la référence ne peut pas y être représentée avec la même finesse^a.

^aLa finesse correspond à l'erreur avec laquelle la trajectoire de référence est reproduite. En déplaçant la référence à l'intérieur du domaine de modulation ou en lui faisant effectuer une rotation, la qualité du signal ne doit pas changer. Cela n'est qu'approximativement exact pour des translations et rotations quelconques. Cela n'est rigoureusement exact que pour des translations d'un multiple du pas le long des axes des tensions, et pour des rotations de 60° de la trajectoire de référence autour d'un des vecteurs de l'onduleurs.

Dans le cas monophasé, l'uniformité est définie par des critères très précis. Dans le cas vectoriel il faut déterminer sur quel domaine une configuration est uniforme. La forme du domaine étant déterminée, l'examen de l'application pour laquelle il est destiné devrait permettre de déterminer s'il convient ou non. Pour une application de type moteur, l'onduleur génère des trajectoires de type circulaire, du centre à vitesse zéro vers la périphérie à vitesse maximale. La forme idéale du domaine d'uniformité pour une application de type moteur est un disque.

Pour une application de type onduleur connecté à un réseau alternatif à fréquence et tension fixe, comme par exemple le filtrage actif d'harmoniques, l'onduleur génère des trajectoires de type circulaire avec une gamme d'amplitude donnée. La forme idéale du domaine d'uniformité qui convient à ce type d'applications est un disque évidé.

Pour ces applications typiques, il faut que la forme du domaine d'uniformité soit convexe.

2.2.3.4 Caractérisation des capacités de l'onduleur

L'ensemble des vecteurs de tension distincts que l'onduleur est capable de générer permet de déterminer plusieurs propriétés importantes. Le nombre de vecteurs de tension distincts fournit une première information sur la résolution de l'onduleur que le domaine d'uniformité, illustré en Fig. 2.18(a), permet de préciser. Nous allons examiner quelques autres grandeurs qui permettent de caractériser cet onduleur.

Domaine de tension atteignable

Prenons le plus grand polygone reliant des vecteurs de tension. Ce polygone définit la surface contenant toutes les trajectoires que l'onduleur est capable de générer. Une trajectoire ne peut pas être générée en dehors de cette surface. Cette surface peut être désignée comme étant le domaine de tension atteignable par l'onduleur. Elle peut être d'aire plus grande ou égale au domaine d'uniformité : elle le contient. Le domaine atteignable ainsi qu'une trajectoire (de référence) qui ne peut pas être suivie (en tout point) sont illustrés à la Fig. 2.18(b).

Dans la configuration de notre exemple, ce plus grand polygone est un hexagone, qui contient le domaine d'uniformité et 6 petits polygones en périphérie. Le domaine atteignable est le même que celui de la configuration uniforme générant 7 niveaux : les trajectoires qui peuvent être atteintes sont les mêmes (ce qui n'est pas étonnant puisque les niveaux extrêmes des tensions de branche sont les mêmes), mais la résolution est moindre (puisque le zéro manque aux tensions de branche).

Disque atteignable

L'intégralité du domaine atteignable n'est utilisée qu'en mode rectangulaire. Dans le cas de la modulation en largeur d'impulsions, les trajectoires de référence sont souvent des systèmes sinusoïdaux équilibrés. Elles sont circulaires dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$ et les vecteurs de tension proches des sommets de l'hexagone ne sont par conséquent généralement pas utilisés. La dimension du plus grand cercle centré sur l'origine et inscrit dans le domaine atteignable permet de déterminer la plus grande amplitude d'un signal sinusoïdal équilibré que l'onduleur est capable de générer. Ce domaine est illustré à la Fig. 2.18(d).

Disque uniforme

La dimension du plus grand cercle centré sur l'origine et inscrit dans le domaine d'uniformité permet de déterminer la plus grande amplitude d'un signal sinusoïdal équilibré que l'onduleur est capable de générer avec la même finesse sur l'ensemble de la trajectoire. Ce domaine est illustré à la Fig. 2.18(c).

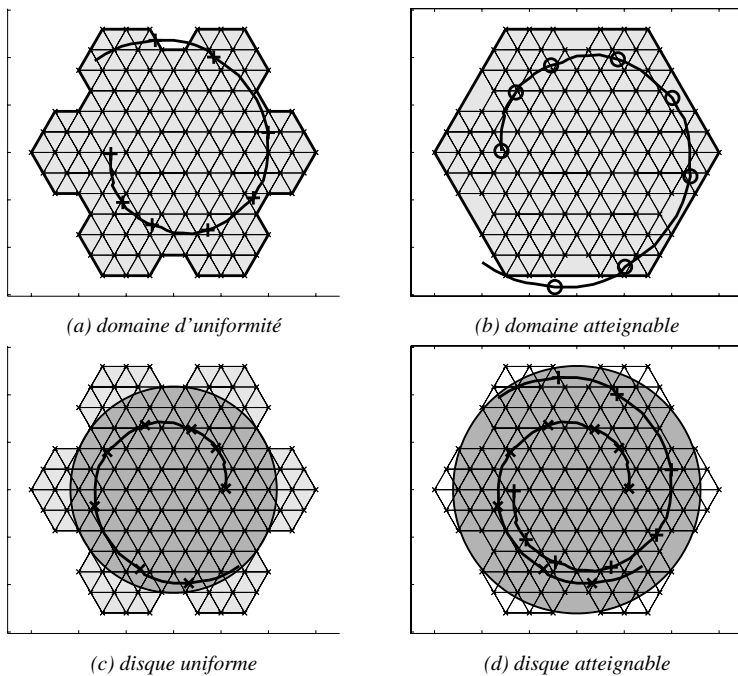


FIG. 2.18 : Domaines déterminant les capacités de l'ondeur pour la configuration $(n_i, \Delta U_i) = \{(3, 1), (2, 4)\}$. Les domaines sont testés avec 3 trajectoires d'amplitudes différentes : la première marquée \times peut être générée uniformément, la deuxième marquée $+$ peut être générée, la troisième marquée \circ ne pas être générée.

Pour l'onduleur à 7 niveaux uniformes, et plus généralement pour toutes les configurations respectant la condition d'uniformité scalaire, le disque atteignable et le disque uniforme sont confondus. Pour la configuration de notre exemple, le disque uniforme est plus petit, il est de même dimension que celui de la configuration à 6 niveaux uniformes : cette nouvelle configuration n'a pas d'intérêt si l'on restreint son domaine d'utilisation au disque uniforme.

2.2.3.5 Condition d'uniformité vectorielle exprimée sous forme algébrique

Pour des ensembles de vecteurs de tension de forme simple, il est possible d'exprimer la condition d'uniformité vectorielle sous forme algébrique. Lorsque les tensions de branche sont réparties uniformément, les domaines d'uniformité combinés sont des hexagones réguliers.

L'analyse des vecteurs de tension obtenus en combinant 2 ensembles de vecteurs répartis uniformément dans des hexagones réguliers nous permet d'établir qu'une nouvelle répartition uniforme sera obtenue si les pas sont tels que :

$$\begin{aligned} \Delta U_A \leq \Delta U_B &\leq \frac{3n_A - 1}{2} \cdot \Delta U_A & \forall n_A \text{ impair} \\ \Delta U_A \leq \Delta U_B &\leq \frac{3n_A - 2}{2} \cdot \Delta U_A & \forall n_A \text{ pair} \end{aligned} \quad (2.39)$$

avec n_A le nombre de niveaux de la cellule de pas le plus petit ΔU_A et n_B le nombre de niveaux de la cellule de pas le plus grand ΔU_B .

Cette inégalité engendre un élargissement du pas possible par rapport à la condition d'uniformité (2.19). On peut expliciter la différence en réécrivant l'inégalité (2.39) sous la forme :

$$\begin{aligned} \Delta U_A \leq \Delta U_B &\leq \left(n_A + \frac{n_A - 1}{2} \right) \cdot \Delta U_A & \forall n_A \text{ impair} \\ \Delta U_A \leq \Delta U_B &\leq \left(n_A + \frac{n_A - 2}{2} \right) \cdot \Delta U_A & \forall n_A \text{ pair} \end{aligned} \quad (2.40)$$

Les nouvelles configurations obtenues avec cette condition algébrique ne donnent pas un domaine d'uniformité hexagonal. Il n'est par conséquent pas possible de généraliser (par récurrence) cette condition qui ne s'applique qu'aux domaines d'uniformité hexagonaux. L'analyse géométrique de § 2.2.3.3 s'avère plus générale et plus maniable. En utilisant comme cellule basse tension une cellule triphasée composée de 3 cellules monophasées à 3 niveaux, la différence $\frac{n_A - 1}{2}$ vaut 1. Cela confirme les résultats de notre exemple : il est effectivement possible d'utiliser un pas 4 fois plus grand pour la cellule haute tension, alors que la condition scalaire d'uniformité (2.22) interdit un pas plus grand que 3 dans ce cas.

2.2.3.6 Conditions d'uniformité vectorielle stricte et large

Pour que le domaine d'uniformité couvre l'ensemble du domaine atteignable, il faut que la condition d'uniformité scalaire soit respectée. Pour les configurations triphasées nous parlerons aussi de la **loi d'uniformité vectorielle stricte**. Les autres configurations qui viennent d'être définies et dont le domaine d'uniformité ne couvre pas certaines parties périphériques du domaine atteignable seront déterminées par la **loi d'uniformité vectorielle large**.

2.2.4 Condition de modulation vectorielle optimisée

2.2.4.1 Modulation vectorielle

La modulation scalaire consiste à moduler les 2 niveaux les plus proches placés autour du niveau de référence de manière à générer la même valeur moyenne. La modulation vectorielle consiste à moduler des vecteurs de tension placés autour du vecteur de référence de manière à générer le même vecteur moyen. Généralement, pour les configurations uniformes, les 3 vecteurs formant le plus petit triangle autour du vecteur de référence sont modulés. Pour les configurations irrégulières, il peut y avoir plusieurs triangles possibles et équivalents, l'ensemble de vecteur de tension le plus adapté peut former un polygone plus complexe qu'un triangle. Pour limiter les pertes par commutation, qui seraient sans cela trop élevées, nous ne générerons cependant la référence par modulation de plusieurs phaseurs spatiaux qu'à l'intérieur du domaine d'uniformité⁸. Nous ne traiterons par conséquent pas de la modulation en dehors du domaine d'uniformité.

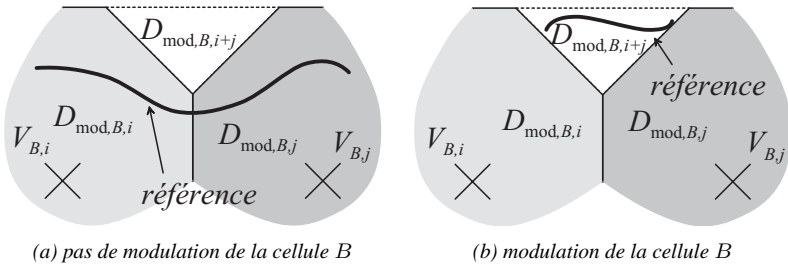


FIG. 2.19 : La surface $D_{\text{mod},B,i}$ est engendrée par le vecteur de base $\underline{V}_{B,i}$. La surface $D_{\text{mod},B,j}$ est engendrée par le vecteur de base $\underline{V}_{B,j}$. La surface $D_{\text{mod},B,i+j}$ ne peut être générée que par modulation des vecteurs de base $\underline{V}_{B,i}$ et $\underline{V}_{B,j}$.

⁸La plupart du temps, nous ne procéderons à la modulation qu'à l'intérieur du domaine de modulation optimisée qui sera défini dans cette section.

2.2.4.2 Propriétés en modulation de quelques configurations de deux cellules

Examinons à nouveau la structure de la Fig. 2.15 (p. 66), cette fois du point de vue de la modulation. La cellule basse tension génère 19 vecteurs de tension distincts répartis uniformément dans un hexagone régulier. La cellule haute tension en génère 7. Combiné avec les vecteurs de tension de la cellule basse tension, chacun est un vecteur de base qui permet d'atteindre 19 vecteurs de tension de l'onduleur multiniveau. Avec un rapport 4, nous obtenons 7 groupes de vecteurs bien distincts représentés en gris à la Fig. 2.16(d). Pour suivre une référence située à l'intérieur de la surface couverte par les groupes de vecteurs de tension générés par un vecteur de base, il n'est évidemment pas nécessaire de commuter la cellule haute tension : le vecteur de base est le même. Sur la Fig. 2.19(a), les deux vecteurs de base $\underline{V}_{B,i}$ et $\underline{V}_{B,j}$ n'ont pas besoin d'être modulés lorsque la référence appartient soit à la surface $D_{\text{mod},B,i}$, atteignable par le vecteur de base $\underline{V}_{B,i}$, soit à la surface $D_{\text{mod},B,j}$, atteignable par le vecteur de base $\underline{V}_{B,j}$. Au contraire, pour générer une référence située entre deux surfaces générées par deux vecteurs de base distincts, il faut moduler les deux vecteurs de base correspondant, ce qui entraîne la commutation de la cellule haute tension. Sur la Fig. 2.19(b), la référence ne peut être atteinte que par modulation des vecteurs de base $\underline{V}_{B,i}$ et de $\underline{V}_{B,j}$ lorsqu'elle appartient à l'aire désignée $D_{\text{mod},B,i+j}$. Examinons ce qui se passe pour différents rapports de tensions d'entrée avec notre structure :

1. Avec un rapport 2, cas illustré à la Fig. 2.17(a) (p. 69), les groupes de vecteurs de tension se chevauchent, de sorte que chacun des vecteurs de tension peut être généré de plusieurs manières différentes. D'autre part, les surfaces générées par tous les vecteurs de base couvrent l'ensemble du domaine atteignable par l'onduleur, ce qui signifie que n'importe quel point dans le domaine générable peut être obtenu par modulation, sans commuter la cellule haute tension. Cela confirme les résultats obtenus avec la condition scalaire de modulation.
2. Avec un rapport 3, cas illustré à la Fig. 2.17(b), contrairement à ce qui se passait pour les tensions de branche où les segments ne se chevauchent pas, les groupes de vecteurs se chevauchent partiellement. Seuls 6 triangles élémentaires appartenant au domaine atteignable en périphérie n'appartiennent à aucun groupe de vecteurs. Il n'est pas possible de générer une référence dans ces triangles sans commuter la cellule haute tension. En revanche, il est possible de générer une référence quelconque partout ailleurs, sans commuter la cellule haute tension. Cette configuration ne permet pas de générer une tension de branche de moyenne amplitude sans modulation de la cellule haute tension. Elle le permet néanmoins pour n'importe quelle référence vectorielle des basses aux hautes amplitudes. Seules les références d'amplitudes maximales, croisant les 6 triangles en périphérie, ne peuvent pas être

générees sans modulation de la cellule haute tension. Pour une trajectoire circulaire d'amplitude maximale, la modulation de la cellule haute tension ne pourra pas être évitée sur une fraction de la trajectoire, ce qui peut être acceptable selon l'application. Le cas problématique de la référence d'amplitude moyenne causant une fréquence de pulsation aussi élevée pour la cellule haute tension que pour la cellule basse tension ne se pose pas⁹.

3. Avec un rapport 4, cas illustré à la Fig. 2.17(c), les groupes de vecteurs ne se chevauchent pas, seuls quelques sommets des hexagones sont confondus. De nombreuses parties du domaine atteignable ne peuvent pas être générées sans moduler la cellule haute tension (à fréquence de pulsation élevée). Cette configuration est vectoriellement uniforme, mais n'est pas pas vectoriellement modulable.

Cet exemple simple montre les limites de la condition de modulation optimisée des onduleurs monophasés. La condition (2.33) limite, de manière injustifiée, le choix des tensions d'alimentation d'un onduleur triphasé sans neutre relié. D'autre choix sont possibles. Il nous faut formuler une nouvelle condition qui prenne en considération ces possibilités additionnelles.

2.2.4.3 Condition vectorielle de modulation optimisée exprimée sous forme géométrique

Définition géométrique du domaine de modulation optimisée

La surface couverte par les triangles élémentaires qui peuvent être atteints à partir d'un vecteur de base donné est la surface atteignable depuis ce vecteur. La surface obtenue en combinant les surfaces atteignables par tous les vecteurs de base est le domaine de modulation optimisée. Cette surface diffère du domaine atteignable. Pour former le domaine atteignable de l'onduleur multiniveau, les zones entre les surfaces atteignables par les vecteurs de base peuvent être atteintes par modulation des vecteurs de base. Au contraire le domaine de modulation optimisée est formé sans moduler les vecteurs de base. Par exemple, la surface $D_{\text{mod},B,i+j}$ à la Fig. 2.19 appartient au domaine atteignable, mais pas au domaine de modulation optimisée.

Expression géométrique de la condition de modulation optimisée

Lorsque le domaine de modulation optimisée est une surface continue d'un seul tenant et sans trou, la configuration qui l'a généré convient pour la modulation vectorielle optimisée.

⁹Il pourrait se poser pour des trajectoire particulière centrée autour des triangles n'appartenant pas au domaine de modulation optimisée

Condition de modulation optimisée stricte

Lorsque le domaine de modulation optimisée couvre l'ensemble du domaine atteignable (ce qui n'est le cas qu'avec le rapport 2 pour notre exemple), la configuration respecte la condition de modulation optimisée stricte.

Considérations pratiques, condition de modulation optimisée large

La condition de modulation optimisée stricte a un intérêt pratique limité. Pour notre exemple, le rapport 3 conduit à un domaine atteignable dont une partie minimale n'appartient pas au domaine de modulation optimisée. La conséquence est qu'il est possible de moduler une trajectoire circulaire d'amplitude maximale avec une fréquence de commutation tout à fait acceptable pour la cellule haute tension. Lorsque le domaine de modulation optimisée ne couvre pas la totalité du domaine atteignable, c'est-à-dire lorsqu'il ne respecte que le premier énoncé, la configuration respecte la condition de modulation optimisée large.

2.2.4.4 Condition vectorielle de modulation optimisée exprimée sous forme algébrique

La condition géométrique est la plus générale et la plus facile à exprimer. Pour une combinaison de deux onduleurs générant des vecteurs répartis uniformément dans des hexagones réguliers, il est possible d'exprimer la condition de modulation optimisée sous forme algébrique :

$$\begin{aligned} \Delta U_A \leq \Delta U_B &\leq \frac{3n_A - 3}{2} \cdot \Delta U_A & \forall n_A \text{ impair} \\ \Delta U_A \leq \Delta U_B &\leq \frac{3n_A - 4}{2} \cdot \Delta U_A & \forall n_A \text{ pair} \end{aligned} \quad (2.41)$$

Cette expression élargit l'ensemble des configurations possibles par rapport à la condition de modulation optimisée scalaire (2.32). La différence peut être explicitée en réécrivant l'inégalité (2.39) sous la forme :

$$\boxed{\begin{aligned} \Delta U_A \leq \Delta U_B &\leq \left(n_A - 1 + \frac{n_A - 1}{2}\right) \cdot \Delta U_A & \forall n_A \text{ impair} \\ \Delta U_A \leq \Delta U_B &\leq \left(n_A - 1 + \frac{n_A - 2}{2}\right) \cdot \Delta U_A & \forall n_A \text{ pair} \end{aligned}} \quad (2.42)$$

Les stratégies de commande de ces onduleurs seront décrites au chapitre 4.

2.2.4.5 Interprétation de la représentation des domaines d'uniformité et de modulation optimisée

On représente les domaines d'uniformité et de modulation optimisée sur un même graphe. Le domaine d'uniformité est donc représenté par les traits à la Fig. 2.17 (p. 69). Les zones qui ne sont pas couvertes par des triangles élémentaires (utilisés en modulation) n'appartiennent pas au domaine d'uniformité. Une configuration présentant des trous à l'intérieur de ce treillis n'est pas vectoriellement uniforme. Le domaine de modulation optimisée est représenté par une surface grise. Les zones blanches n'appartiennent pas au domaine de modulation optimisée, même lorsqu'elles sont couvertes par du treillis. La configuration qui présente des trous dans la surface grise du domaine de modulation optimisée ne vérifie pas la condition vectorielle de modulation optimisée.

2.2.5 Propriétés de quelques configurations triphasées

Quelques exemples supplémentaires aux Fig. 2.20 et Fig. 2.21 permettent de vérifier et d'illustrer les nouvelles configurations permises par les lois vectorielles d'uniformité et de modulation optimisée.

La Fig. 2.20 illustre des exemples supplémentaires avec une cellule haute tension à deux niveaux sur la tension de branche, pour des nombres de niveaux supérieurs à 3 pour la cellule basse tension (ce qui peut être réalisé simplement par la combinaison série de plusieurs cellules 3 niveaux). Des agrandissements de zones critiques permettent de vérifier les propriétés d'uniformités et de modulation.

Toute configuration scalairement uniforme est vectoriellement modulable, le domaine de modulation est plus petit que le domaine d'uniformité lorsque cette configuration n'est pas scalairement modulable. La réciproque n'est pas vraie, une configuration vectoriellement modulable n'est pas forcément scalairement uniforme comme le montre la configuration Fig. 2.20(c).

La profondeur des entailles en périphérie est égale à l'augmentation du pas par rapport à la configuration scalairement uniforme la plus asymétrique : pour les configurations Fig. 2.20(b) et (c), elle vaut 2, pour la configuration Fig. 2.20(d), elle vaut 3. Pour une grande cellule avec 2 niveaux sur la tension de branche, le nombre de couches supplémentaire de vecteurs de tension par rapport à la configuration scalairement uniforme la plus asymétrique est également égal à la profondeur de cette entaille. En conséquence, le disque uniforme ne peut pas être plus grand qu'avec cette configuration et cela confirme qu'en s'en tenant à l'uniformité stricte, il n'y a pas de gain avec ces nouvelles configurations. Pratiquement, cela provoque une perte de finesse pour les plus grandes amplitudes. En agrandissant le domaine de modulation de la configuration Fig. 2.20(d), on y distingue des trous de la dimension d'un triangle élémentaire : cette configuration ne respecte donc

pas la loi de modulation vectorielle. Pratiquement, ces trous couvrent une fraction tellement petite du domaine de modulation que cela ne pose pas de problème. La dimension déjà relativement importante des entailles en périphérie pose davantage de problème pour les plus grandes amplitudes.

Au contraire, avec une cellule à plus de 2 niveaux par branche comme grande cellule, le disque uniforme est plus grand avec les nouvelles configurations. La profondeur des entailles en périphérie est toujours la même, mais le nombre de couches ajoutées est multiplié par le nombre de niveaux supplémentaires ajouté de un. Même en s'en tenant à l'uniformité stricte, ces configurations sont intéressantes et pratiquement, la finesse est supérieure même pour les plus grandes amplitudes. La Fig. 2.21 illustre des exemples de configurations avec une cellule haute tension à plus que deux niveaux sur la tension de branche (elle peut par exemple être constituée d'un onduleur NPC). Le nombre de phaseurs spatiaux obtenu est plus grand mais les propriétés sont les mêmes.

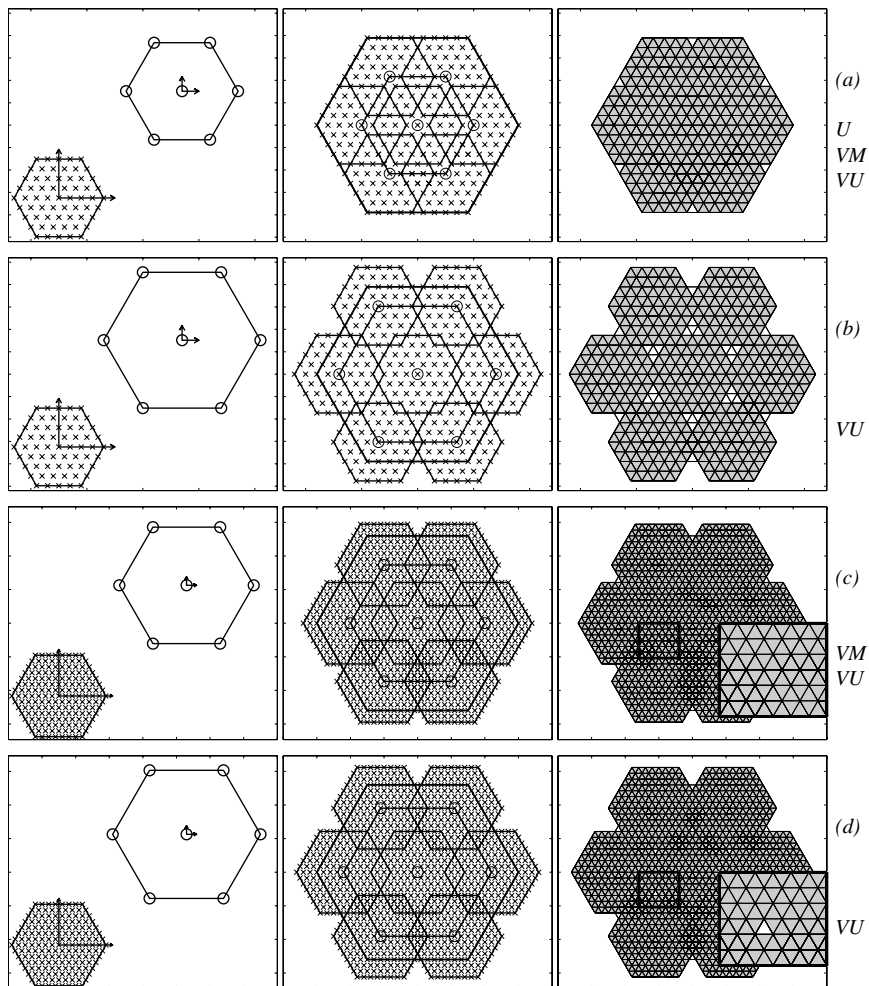


FIG. 2.20 : Combinaisons de 2 cellules triphasées, de haut en bas le pas de la cellule haute tension est augmenté. Les conditions d'uniformité et de modulation vectorielles permettent de trouver de nouvelles configurations vectoriellement uniformes VU et convenant éventuellement pour la modulation vectorielle optimisée VM : (a) $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 5), (5, 2)\}$; (b) $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 5), (7, 2)\}$; (c) $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 8), (10, 2)\}$; (d) $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 8), (11, 2)\}$.

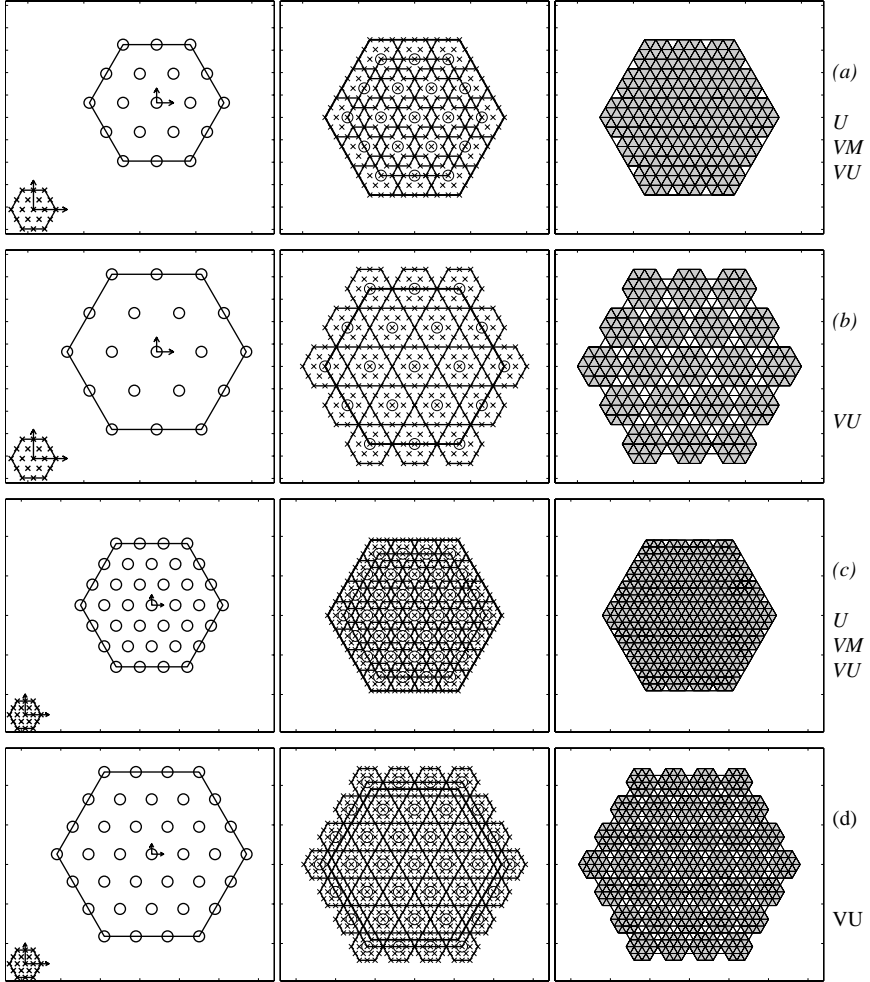


FIG. 2.21 : Combinaisons de 2 cellules triphasées en fonction du pas. Lorsque 2 cellules sont combinées, l'uniformité ne dépend pas du nombre de niveaux de la cellule à grand pas : (a) $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$; (b) $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 4), (3, 3)\}$; (c) $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 4)\}$; (d) $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (4, 4)\}$.

2.2.6 Evaluation de quelques configurations

Dans cette section, nous évaluons deux configurations avec asymétrie maximale selon la loi d'uniformité vectorielle. Nous les comparons à une configuration avec asymétrie maximale selon la loi d'uniformité monophasée, pour vérifier que l'on obtient un gain de résolution, et avec une solution ayant les mêmes phaseurs spatiaux plus ceux qui manquent en périphérie, afin d'évaluer la perte de résolution occasionnée.

2.2.6.1 Onduleur triphasé avec une cellule pont en H en série par phase

D'après la loi de modulation monophasée, cette structure est capable de générer 5 niveaux uniformes, 6 d'après la condition d'uniformité monophasée. Elle est en outre capable de générer 121 vecteurs alors qu'une configuration générant 7 niveaux uniformes en générerait 127. La distorsion harmonique est comparée pour ces 3 configurations à la Fig. 2.22(a). Sur toute la gamme d'amplitude les performances sont identiques à celle de l'onduleur 7 niveaux uniformes et pour les plus grandes amplitudes, la performance est légèrement inférieure à celle de l'onduleur 6 niveaux uniformes.

2.2.6.2 Onduleur triphasé NPC avec une cellule pont en H en série par phase

D'après la loi de modulation monophasée, cette structure est capable de générer 7 niveaux uniformes, 9 d'après la condition d'uniformité monophasée. Elle est en outre capable de générer 319 vecteurs alors qu'une configuration générant 11 niveaux uniformes en générerait 331. La distorsion harmonique est comparée pour ces 3 configurations à la Fig. 2.22(b). Sur toute la gamme d'amplitude les performances sont identiques à celles de l'onduleur 11 niveaux uniformes et pour les plus grandes amplitudes, la performance est légèrement inférieure à celle de l'onduleur 11 niveaux uniformes tout en restant meilleure que celle de l'onduleur 9 niveaux uniformes.

Cette évaluation nous montre que ces solutions non-uniformes sont d'autant plus avantageuses qu'à la base le nombre de niveaux est élevé.

2.3 Combinaisons de cellules à rapports de pas rationnels

Dans cette section nous explorons les moyens d'augmenter la résolution des onduleurs triphasés par l'utilisation de pas qui s'expriment comme des fractions rationnelles du plus petit pas.

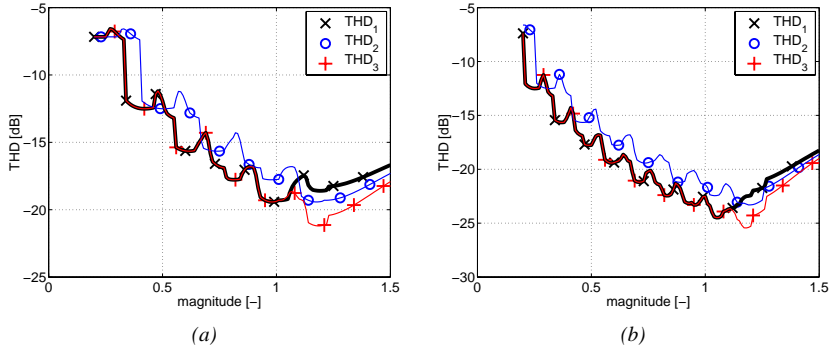


FIG. 2.22 : Réduction de la distorsion harmonique avec les configurations à pas non-uniforme : (a) pont triphasé + 1 pont monophasé par phase ; (b) onduleur NPC 3-niveaux + 1 pont monophasé par phase (voir Fig. 2.32 et 2.33 pour les configurations comparées).

2.3.1 Objectif : dépasser le cadre imposé par la condition d'uniformité

Les contraintes imposées par la condition d'uniformité des onduleurs monophasés (2.22) sont relativement strictes. Elles limitent les possibilités d'alimentation des cellules, dans certains cas, cela ne permet pas d'utiliser de manière optimale les semi-conducteurs à disposition. En respectant la condition d'uniformité (2.22), il faut en effet considérer deux cas :

1. Les tensions d'alimentation des cellules sont choisies pour utiliser de manière optimale la capacité de blocage des semi-conducteurs disponibles. La résolution obtenue dépend des tensions admises par les interrupteurs choisis. Elle peut être plus ou moins importante.
2. Si le premier cas aboutit à une résolution insuffisante pour le cahier des charges, les semi-conducteurs peuvent alors être choisis selon la résolution que nous voulons obtenir. Pour obtenir une résolution donnée, il faut dans ce cas trouver des interrupteurs qui soient compatibles en calibre de courant, dans les bons rapports de tensions, dans la bonne gamme de tension et avec les fréquences d'utilisation adaptées. Les semi-conducteurs adéquats ne seront pas forcément disponibles. Dans ce cas, pour certaines cellules, nous serons contraints de choisir des semi-conducteurs surdimensionnés en tension ou en courant qui sont utilisés en deçà de leur capacité en tension. Cela se traduit par un surcoût et par un rendement moins élevé pour la plupart des types d'interrupteurs. En effet, les pertes en conduction et en commutation augmentent généralement avec la tension de blocage des interrupteurs.

2.3.1.1 Utilisation d'interrupteurs de tensions de blocage éloignées

Pour employer des interrupteurs de tensions de blocage éloignées dans différentes cellules, il faut choisir des tensions d'entrée dans des rapports correspondants approximativement aux rapports des tensions de blocage. La condition d'uniformité scalaire (2.22) et la condition d'uniformité vectorielle (2.39) permettent un grand nombre de configurations possibles avec des interrupteurs de tensions de blocage éloignées.

2.3.1.2 Utilisation d'interrupteurs de tensions de blocage proches

Pour employer des interrupteurs de tensions de blocage proches pour les différentes cellules, il faut soit choisir des tensions d'entrée identiques pour chaque cellule, ce qui conduit à une résolution faible, soit choisir des tensions d'entrée différentes, ce qui conduit à sous-utiliser certains interrupteurs en tension.

Le problème est que la condition d'uniformité (2.22) impose l'utilisation d'une combinaison de cellules dont le pas de chacune est un multiple entier du pas de la plus petite.

En combinant des cellules monophasées de pas qui s'expriment comme des facteurs rationnels du pas de la plus petite des cellules, les niveaux redondants peuvent être séparés, ce qui devrait permettre une augmentation de la résolution.

En combinant des cellules triphasées dont le rapport des pas est entier, les ensembles de vecteurs générés se superposent et génèrent des redondances, même si l'onduleur monophasé employant les mêmes rapports n'en a pas. L'utilisation de pas de rapports non-entiers conduit à l'entrelacement des ensembles de vecteurs générés, ce qui permet d'avoir un nombre supérieur de niveaux distincts et peut permettre une augmentation de la résolution.

2.3.2 Dimensionnement scalaire

2.3.2.1 Expression rationnelle du pas

Essayons d'alimenter deux cellules de telle sorte que leur pas soient dans un rapport d'une fraction légèrement supérieure à 1. L'expression de ce rapport est de la forme :

$$\frac{\Delta U_B}{\Delta U_A} = \frac{q + 1}{q} \quad (2.43)$$

avec ΔU_A et ΔU_B les pas des cellules. En désignant n_A , et n_B le nombre de niveaux des cellules, nous obtenons $n_A \cdot n_B$ niveaux. Le passage d'un niveau à un niveau adjacent s'effectue en faisant varier de manière opposée les tensions des 2 cellules. De cette façon, le plus petit pas résultant est égal à la différence des pas

des cellules :

$$\Delta U_{AB} = \Delta U_B - \Delta U_A = \frac{\Delta U_A}{q} \quad (2.44)$$

Le pas de l'onduleur résultant n'est pas uniforme comme le montre la condition d'uniformité qui stipule que le rapport des pas doit être entier. Il est au minimum égal à la différence des pas des cellules. Cela conduit à une réduction du pas alors qu'en respectant la condition d'uniformité, le pas résultant est égal au pas de la plus petite des cellules. La conséquence de ce choix de pas et que pour passer d'un niveau à un de ses voisins, il faut la plupart du temps commuter plusieurs cellules. Cela est radicalement opposé au cas uniforme, et cela est dû au fait que le pas résultant n'est pas celui de la cellule de plus basse tension.

2.3.2.2 Transitions entre niveaux adjacents

Pour passer d'un niveau à un niveau adjacent supérieur d'un pas élémentaire ΔU_{AB} , on fait varier de manière opposée les tensions des 2 cellules. De manière plus générale, on peut chercher les grandeurs de commande qui permettent d'augmenter la tension de sortie d'un pas élémentaire de $\Delta U_{AB} = \frac{\Delta U_A}{q}$. Pour cela, écrivons un niveau de l'onduleur et son successeur sous la forme :

$$V_k = a_1 \Delta U_A + b_1 \Delta U_B \quad (2.45)$$

$$V_{k+1} = a_2 \Delta U_A + b_2 \Delta U_B \quad (2.46)$$

Avec $a_1, a_2, b_1, b_2 \in \mathbb{Z}$. Nous voulons que la différence entre ces deux niveaux adjacents soit égale à un pas élémentaire :

$$V_{k+1} - V_k = (b_1 - a_1) \cdot \Delta U_A + (b_2 - a_2) \cdot \Delta U_B = \frac{\Delta U_A}{q} \quad (2.47)$$

Substituant $a = a_2 - a_1, b = b_2 - a_1$, nous obtenons :

$$aq + b(q + 1) = 1 \quad (2.48)$$

En séparant les termes dépendant de q des autres :

$$(a + b)q = 1 - a \quad (2.49)$$

Avec q le paramètre caractérisant le rapport entre ΔU_B et ΔU_A . a et b sont entiers et sont les deux inconnues permettant d'effectuer une variation de un pas. Cette équation admet la solution $a = 1, b = -1$ quel que soit q . En d'autres termes, on peut passer d'un niveau à son voisin supérieur en augmentant le pas de ΔU_B et

en le diminuant de ΔU_A (voir les transitions $V_2 - V_3, V_4 - V_5$ et les transitions parallèles sur l'exemple de la Fig. 2.23). Il y a également d'autres solutions dépendant de q . Cherchons la solution de (2.49) lorsqu'on ne peut plus augmenter u_2 ou diminuer u_1 , c'est-à-dire lorsqu'on arrive en bordure du graphe des transitions (par exemple en V_3, V_6, V_{10}, V_{13} ou V_{15} sur la Fig. 2.23). La solution n'existe pas pour tout b , posons $b = 1 - q$, nous obtenons :

$$\begin{aligned}aq + (1 - q)(q + 1) &= 1 \\aq + -q^2 + 1 &= 1 \\aq &= q^2 \\a &= q\end{aligned}$$

On peut également passer d'un niveau à son voisin supérieur en diminuant u_2 de $1 - q\Delta U_B$ et augmentant U_A de $q\Delta U_A$ (voir les transitions $V_6 - V_7, V_{10} - V_{11}$ sur l'exemple de la Fig. 2.23).

2.3.2.3 Obtention d'une répartition quasi-uniforme des niveaux

Toutes les transitions en diagonale de gauche à droite en bas sont des transitions provoquant une variation de la sortie de un pas élémentaire. Elles correspondent à la solution $n_B = -1, n_A = 1$ de (2.49). Parmi les transitions dans l'autre diagonale d'en bas à gauche en haut telles, certaines sont également solutions de (2.49). Ce sont les solutions telles que $n_B = q - 1, n_A = -2$ et correspondent également au déplacement d'un pas élémentaire.

Les autres transitions provoquent des variations de la sortie supérieure au pas élémentaire. Ces transitions sont dues aux effets de bord. Dans l'exemple de la Fig. 2.23, le plus petit niveau V_1 est représenté en bas à gauche. Le niveau immédiatement supérieur V_2 est forcément supérieur d'un pas de la petite cellule, c'est-à-dire de q pas élémentaires. De l'étude du graphe nous déduisons que le nombre de niveaux n_A doit au moins être égal à q pour obtenir une répartition uniforme sauf dans les bords :

$$q \leq n_A \quad (2.50)$$

Le nombre de transitions dépassant un pas élémentaire — c'est-à-dire n'étant pas uniformes — ne dépend alors pas du nombre de niveaux (voir les transitions en pointillé sur l'exemple de la Fig. 2.23). Il dépend uniquement du rapport des pas employé. Partant du niveau le plus bas V_1 , nous avons une transition de $q - 1$ pas, 1 transition de 1 pas, 1 transition de $q - 2$ pas, 2 transition de 1 pas et ainsi de suite. Nous avons à chaque extrémité $q - 1$ transitions plus grandes que la transition élémentaire sur un total de $n_A \cdot n_B - 1$ transitions.

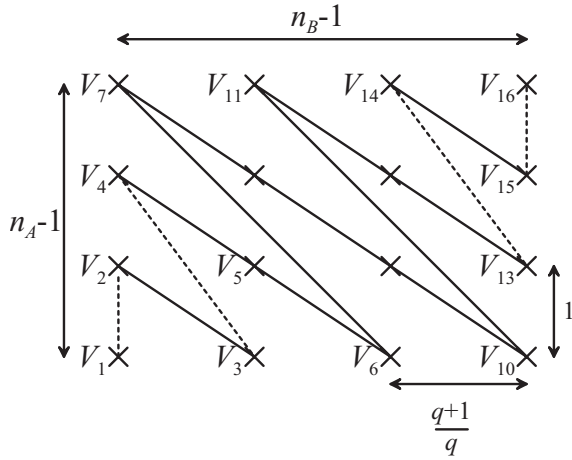


FIG. 2.23 : Graphe des états, niveaux et transitions entre niveaux adjacents pour un onduleur composé de 2 cellules dont le rapport entre les pas est rationnel.

2.3.3 Dimensionnement vectoriel

Le respect de la condition (2.50) sur n_A permet d'obtenir une répartition uniforme des niveaux sur un intervalle. En combinant deux cellules dont le rapport entre les pas est rationnel non-entier, nous pouvons obtenir une répartition uniforme des vecteurs de sortie, si les pas respectent la condition suivante :

$$\begin{cases} r = \frac{\Delta U_B}{\Delta U_A} = \frac{q+1}{q} \\ q \leq n_A \\ q \leq n_B - 1 \end{cases} \quad (2.51)$$

Dans ce cas, les pas entre les couches d'hexagones proches de l'extérieur sont les mêmes que pour la distribution monophasées, alors qu'à l'intérieur les couches vides sont complétées à cause des redondances. C'est la condition supplémentaire sur n_B qui assure que ces couches vides sont complétées et c'est la différence avec la condition (2.50) qui porte seulement sur n_A . Nous obtenons un domaine d'uniformité qui comprend N hexagones concentriques :

$$N = (n_A - 1) \cdot q + (n_B - 1) \cdot (q + 1) \quad (2.52)$$

Dont N_U appartiennent au domaine d'uniformité :

$$N_U = q + (n_B - 1) \cdot (q + 1) \quad (2.53)$$

Les exemples des Fig. 2.24 et 2.25 nous permettent de vérifier les distributions de vecteurs obtenues.

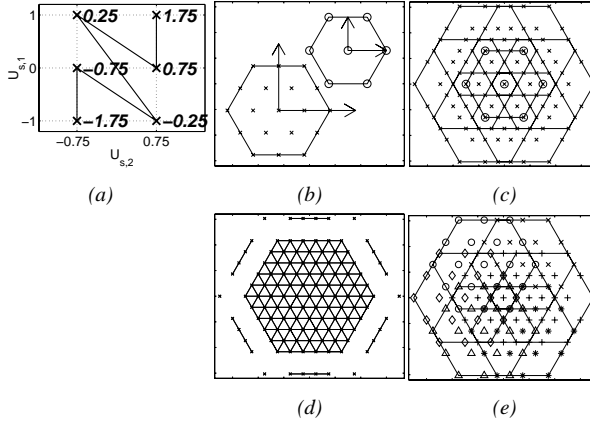


FIG. 2.24 : Obtention d'un pas uniforme avec un rapport de pas rationnel : (a) même combinaison monophasée (b) ensembles de vecteurs des cellules de départ prises individuellement, (c) ensemble des vecteurs obtenu par la combinaison, (d) domaine d'uniformité obtenu, (e) entrelacement des vecteurs de sortie = pas de domaine de modulation.

2.3.4 Propriétés des configurations à pas rationnel

Cette répartition de niveau étant basée sur les différences de pas entre plusieurs cellules, elle est très sensible aux erreurs sur les pas des cellules. La sensibilité est augmentée du facteur q .

Ce type de configuration permet d'obtenir une résolution plus élevée lorsqu'on dispose d'une structure dont la résolution est déjà élevée. Le gain en résolution est d'autant plus élevé que le nombre de niveaux redondants est élevé, son intérêt est limité lorsque le nombre de niveaux des cellules combinées est réduit.

Ce type d'onduleur est intrinsèquement peu efficace en termes de pertes par commutation. En effet, là où le pas est uniforme, il faut toujours commuter 2 groupes de cellules d'au moins un pas en opposition pour varier la sortie d'un pas élémentaire. Là où le pas n'est pas uniforme, il faut également commuter deux groupes de cellules en opposition la plupart des cas. Il n'y a qu'aux extrémités où le pas est le plus large que les cellules ne travaillent pas en opposition. Au mieux, le déplacement provoqué par la commutation est de $\Delta U_A + \Delta U_B$, il peut même

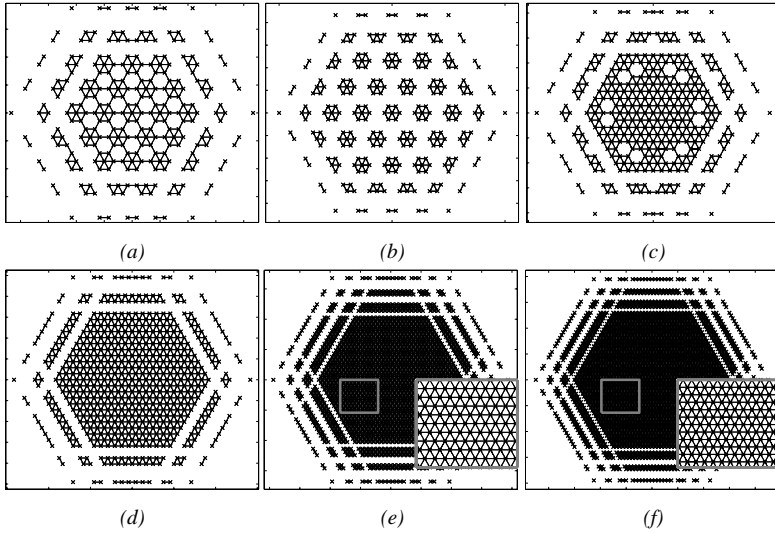


FIG. 2.25 : Répartitions obtenues pour différents cas avec un rapport de pas rationnel r . Pas de domaine d'uniformité : (a) $r = \frac{4}{3}$, $n_{A,B} = [2\ 4]$ (b) $r = \frac{4}{3}$, $n_{A,B} = [4\ 2]$ (c) $r = \frac{4}{3}$, $n_{A,B} = [3\ 3]$. Solutions uniformes : (d) $r = \frac{4}{3}$, $n_{A,B} = [4\ 3]$ (e) $r = \frac{5}{4}$, $n_{A,B} = [4\ 5]$ (f) $r = \frac{5}{4}$, $n_{A,B} = [5\ 5]$. Des couches vides apparaissent près de l'extérieur.

valoir $q\Delta U_A + (q - 1)\Delta U_B$, voire davantage, alors qu'avec les configurations asymétriques respectant la condition de modulation le déplacement permettant la modulation vaut le pas. Par rapport à une configuration symétrique, les pertes par commutation sont doublées. Par rapport à une configuration asymétrique, les pertes sont augmentées d'un facteur $2q$.

Il y a d'autres possibilités d'étendre la résolution de la même manière. Pour les configurations triphasées, il n'est notamment pas nécessaire d'avoir une répartition la plus uniforme possible des niveaux de la tension de branche. En explorant d'autres types de fractions générant davantage de trous, il est possible d'obtenir une résolution plus élevée. Nous n'explorerons cependant pas davantage ce type de configuration en raison des inconvénients majeurs en termes de commutation.

2.4 Combinaisons de cellules à phases asymétriques

Dans cette section, nous explorons un autre moyen de séparer les niveaux redondants en vue d'améliorer la résolution. Le nombre d'états d'un onduleur triphasé à n niveaux sur la tension de branche est :

$$N_E = n^3 \quad (2.54)$$

Si les niveaux sont identiques pour chaque phase, que le point neutre n'est pas relié, alors du § 2.2.1.2 le nombre de vecteurs de tension dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$ est :

$$N_D = 3 \cdot (n^2 - n) + 1 \quad (2.55)$$

Le nombre de vecteurs de tension redondants est très important, puisque le nombre de vecteurs distincts croît comme n^2 alors que le nombre d'états croît comme n^3 . En trouvant un moyen de séparer ces vecteurs redondants, le potentiel d'augmentation de la résolution est considérable. Les voies que nous avons explorées jusqu'à présent n'exploitent qu'une petite partie de cette augmentation potentielle. Pour mémoire, notre configuration à 2 cellules 6 niveaux génère 91 vecteurs distincts en la dimensionnant de la manière la plus asymétrique avec la loi d'uniformité scalaire, 121 avec la loi d'uniformité vectorielle, alors qu'il y a 236 états possibles : il est encore possible d'augmenter la résolution. La raison essentielle de la présence des vecteurs redondants est que les tensions de branche sont identiques pour les différentes phases. Nous allons étudier ce qui se passe lorsque les tensions de branche sont différentes pour chacune des phases.

2.4.1 Etude du cas habituel, pas identiques

Les onduleurs triphasés sont généralement alimentés de la même manière pour chacune des phases, de sorte que les niveaux générés sont les mêmes pour les trois phases. En maintenant à zéro une des trois tensions de branche, les deux autres tensions de branche génèrent des phaseurs spatiaux qui sont situés à l'intérieur d'un losange dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$. En faisant varier cette tension de branche, le losange se déplace parallèlement à l'axe de cette phase par pas. La superposition de ces losanges décalés donne l'hexagone des phaseurs spatiaux de l'onduleur. La plupart des vecteurs obtenus par ces translations sont confondus dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$, de sorte qu'il y a des nombreux états redondants. La composition vectorielle des trois pas est nulle :

$$\Delta U_{b,1} \cdot \underline{u}_1 + \Delta U_{b,2} \cdot \underline{u}_2 + \Delta U_{b,3} \cdot \underline{u}_3 = \Delta U_{b,1} \cdot \underline{u}_1 + \Delta U_{b,1} \cdot \underline{u}_2 + \Delta U_{b,1} \cdot \underline{u}_3 = 0 \quad (2.56)$$

Trois déplacements successifs, d'un pas selon chacun des axes, conduisent au point de départ, c'est-à-dire à un vecteur redondant.

Par exemple, la Fig. 2.26(a), montre le losange obtenu avec un onduleur 5 niveaux, les droites le long desquelles la translation est effectuée et la composition des trois pas $\Delta U_1 + \Delta U_2 + \Delta U_3$. La Fig. 2.26(b) montre les nouveaux vecteurs obtenus par translations successives de un pas.

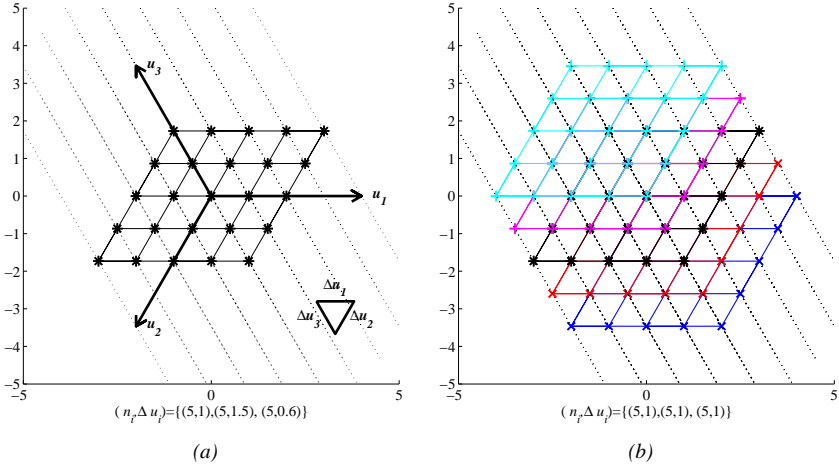


FIG. 2.26 : Construction des phaseurs spatiaux d'un onduleur à phases symétriques. (a) En maintenant à zéro la tension d'une des phases et en faisant varier les 2 autres tous les phaseurs spatiaux sont situés dans un losange. (b) En faisant varier la tension de la phase auparavant fixe, le losange est translaté le long de l'axe de cette tension et cela donne l'hexagone des vecteurs de sortie. Il y a de nombreux états redondant dans cet hexagone, car la maille $\Delta U_{1,2,3}$ est fermée.

2.4.2 Vecteurs obtenus avec deux pas différents

En reprenant les phaseurs spatiaux générés par 2 phases avec pas identiques, et en faisant varier la tension de la troisième phase avec un pas différent, des vecteurs qui peuvent être tous distincts sont générés. Les vecteurs générés par le déplacement d'un état sont tous situés sur les droites de translation. La composition vectorielle des trois pas n'est pas nulle :

$$\Delta U_{b,1} \cdot \underline{u}_1 + \Delta U_{b,2} \cdot \underline{u}_2 + \Delta U_{b,3} \cdot \underline{u}_3 = \Delta U_{b,1} \cdot \underline{u}_1 + \Delta U_{b,1} \cdot \underline{u}_2 + \Delta U_{b,3} \cdot \underline{u}_3 \neq 0 \quad (2.57)$$

L'ajout d'un pas selon chacun des axes conduit à autre point que celui de départ, un déplacement et un nouveau phaseur spatial distinct des autres sont engendrés. Ce phaseur spatial est situé quelque part entre le point de départ et le point atteint

par la composition des deux pas identiques. Un choix judicieux du troisième pas permet d'obtenir une distribution plus ou moins régulière des vecteurs. En le choisissant par exemple de moitié des deux autres, nous l'obtenons au milieu, mais une nouvelle composition conduit alors à un point existant. Pour obtenir une distribution régulière et des phaseurs tous distincts, il faut choisir une fraction dont le dénominateur corresponde au nombre de compositions successives possibles.

Cela est illustré par l'exemple de la Fig. 2.27. Dans cet exemple, nous avons choisi deux pas identiques pour deux des phases et puisque la tension de branche à cinq niveaux un pas fraction des deux autres avec le dénominateur valant 5 pour la dernière phase :

$$\Delta U_{b,1} = \Delta U_{b,2} = 1 \quad \Delta U_{b,3} = \frac{3}{5} \quad (2.58)$$

Cela conduit à une séparation des états redondants et à une augmentation de la résolution selon l'axe de la phase de pas différent. Les phaseurs spatiaux sont effectivement disposés régulièrement vers le centre, avec des lacunes toujours plus nombreuses en s'approchant de la périphérie.

Un inconvénient de ce type de configuration est que l'augmentation de la résolution est limitée au troisième axe.

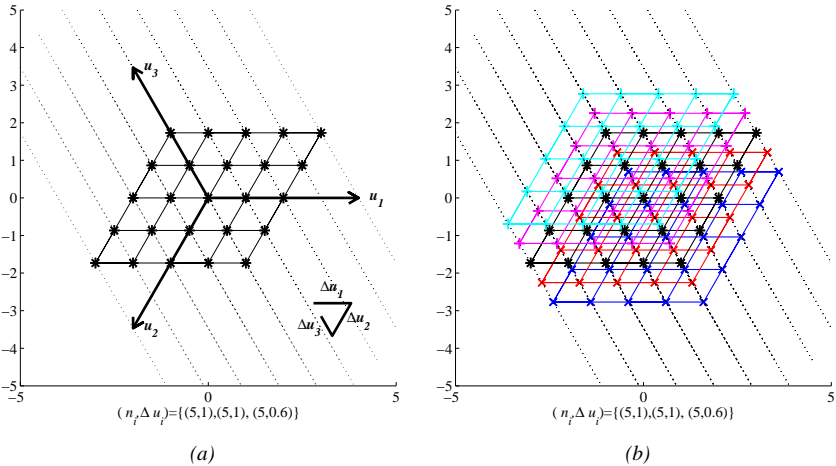


FIG. 2.27 : Construction des états d'un onduleur à phases asymétriques. Une des 3 phases à des niveaux différent $u_{b,3}$. Par conséquent, la maille $\Delta U_{1,2,3}$ est ouverte, et en faisant varier $u_{b,3}$, nous obtenons des états distincts pour la plupart. Les états distincts supplémentaires par rapport au cas symétrique sont alignés selon $u_{b,3}$.

2.4.3 Vecteurs obtenus avec trois pas différents

Pour obtenir une augmentation de la résolution selon deux des axes du plan, il faut choisir trois pas différents pour les trois phases de l'onduleur. Les phaseurs spatiaux générés par deux phases de pas différents sont situées à l'intérieur un quadrilatère. Contrairement aux cas précédent, ce quadrilatère n'est plus un losange, de sorte qu'il peut y avoir autant de droites de translations qu'il y a de vecteurs dans ce quadrilatère. Remarquons que précédemment, les droites de translations étaient pour la plupart confondues. En choisissant judicieusement le rapport des deux premiers pas, nous pouvons obtenir des droites de translations régulièrement espacées. Ce faisant, nous obtiendrons des vecteurs qui sont régulièrement espacés perpendiculairement à ces droites. En choisissant le pas de la troisième phase différent des deux autres phases, des états qui peuvent être tous distincts sont générés. Les phaseurs spatiaux générés par le déplacement d'un état du quadrilatère sont tous situés sur une même droite de translations. En choisissant de manière adéquate ce troisième pas, les phaseurs spatiaux générés par translation du quadrilatère peuvent être régulièrement espacés le long des droites de translation. Nous pouvons donc obtenir des états régulièrement disposés dans le plan. Le triangle élémentaire ne peut cependant plus être équilatéral. La composition vectorielle des trois pas n'est pas nulle :

$$\Delta U_{b,1} \cdot \underline{u}_1 + \Delta U_{b,2} \cdot \underline{u}_2 + \Delta U_{b,3} \cdot \underline{u}_3 = \Delta U_{b,1} \cdot \underline{u}_1 + \Delta U_{b,1} \cdot \underline{u}_2 + \Delta U_{b,3} \cdot \underline{u}_3 \neq 0 \quad (2.59)$$

Un déplacement de chacun des pas selon chacun des axes conduit à autre point que celui de départ et à la génération d'un vecteur différent. Contrairement au cas précédents, le vecteur reliant le point de départ au point d'arrivée n'est parallèle à aucun des axes. Cela permet une augmentation de la résolution dans les deux axes du plan.

Les phaseurs spatiaux obtenus avec un tel dimensionnement sont illustrés à la Fig. 2.28. Les pas ont été choisis de manière à obtenir une distribution régulière des vecteurs dans les deux axes :

$$\Delta U_{b,1} = 1 \quad \Delta U_{b,2} = \frac{3}{2} \quad \Delta U_{b,3} = \frac{3}{5} \quad (2.60)$$

Tous les états conduisent à des vecteurs distincts.

2.4.4 Propriétés des configurations à phases asymétriques

La Fig. 2.29 illustre clairement le gain en résolution qu'il est possible de tirer de ce type de configuration.

A nombre de niveaux égal dans chaque phase, le fait que le pas soit différent pour les différentes phases implique obligatoirement que l'amplitude maximale

n'est pas la même dans les différentes phases. Pour générer un système sinusoïdal, l'amplitude maximale n'est pas atteinte dans toutes les axes. Il faut remarquer que lors de la génération d'un système sinusoïdal avec un onduleur à phases symétriques, l'amplitude maximale n'est pas atteinte dans toutes les directions. Cependant ce phénomène est plus marqué avec des onduleurs à phases asymétriques, car une plus petite fraction du domaine atteignable peut être utilisée par manque de symétrie du domaine atteignable.

Tout comme les configurations à pas rationnel, ce type de configuration a un défaut intrinsèque. Pour passer d'un phaseur spatial à un de ses voisins, plusieurs phases doivent être commutées, éventuellement de plusieurs pas, puisque le pas élémentaire est effectué par différence entre plusieurs pas de différentes phases. Ce type de configuration n'est donc pas très adapté à la modulation.

Il faut en outre observer qu'à chaque pas élémentaire les déplacements selon l'axe homopolaire peuvent être importants. Ils sont de l'ordre de plusieurs pas de tension de branche et peuvent faire circuler un courant de mode commun des bornes de l'onduleur au point neutre à travers la capacité parasite. Cela peut conduire à des perturbations importantes, aussi bien du système à alimenter que de l'onduleur lui-même.

La position des vecteurs de tension selon l'axe homopolaire permet de mesurer la distance effective en terme de commutation et de perturbation entre deux phaseurs spatiaux voisins dans le plan. La Fig. 2.30 illustre cette distance pour la grille de l'exemple précédent. La Fig. 2.30(a) montre cette distance pour un onduleur à phases asymétriques. La contrainte selon l'axe homopolaire à chaque commutation est comparable à celle que nous obtenons avec un onduleur 2 ou 3 niveaux. Pour comparaison, la Fig. 2.30(b) montre cette distance pour un onduleur à phases symétriques. Dans ce dernier cas, il y a plusieurs vecteurs avec la même projection dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$, et seuls ceux qui ont la plus petite composante homopolaire sont représentés. Le pas est plus grossier, mais la contrainte selon l'axe homopolaire est nettement réduite, les pertes par commutation sont en moyennes 2 à 3 fois plus faibles avec ce type d'onduleurs.

L'alimentation des cellules triphasées doit être différente pour chaque phase pour permettre l'asymétrie. Cela réduit la possibilité d'utiliser ce type de dimensionnement avec des onduleurs comportant des cellules triphasées à alimentation unique.

2.4.5 Evaluation de configurations à phases asymétriques

Nous évaluons quelques configurations dimensionnées avec des phases asymétriques. Nous les comparons à une configuration avec asymétrie maximale selon la loi d'uniformité monophasée et selon la loi d'uniformité vectorielle pour vérifier que l'on obtient un gain de résolution.

Les deux premières configurations sont similaires à celles que nous avons testées précédemment au § 2.2.6. A priori, elles ne sont cependant pas réalisables de la même manière. En effet, pour obtenir des tensions d'alimentation différentes qui permettent une asymétrie de phase, il faut séparer les alimentations intermédiaires de la grande cellule qui sont sans cela identiques sur ces structures. Nous perdons donc l'avantage de ces structures à alimentation unique de la grande cellule. Pour les configurations suivantes nous regardons ce qui se passe avec une alimentation partiellement asymétrique permettant d'utiliser une cellule à alimentation unique.

2.4.5.1 Cellule 6 niveaux (une cellule 2 niveaux en série avec une 3 niveaux)

D'après la loi de modulation monophasée, cette structure est capable de générer 5 niveaux uniformes, 6 d'après la condition d'uniformité monophasée. Elle est en outre capable de générer 121 vecteurs alors qu'une configuration générant 7 niveaux uniformes en générerait 127. Avec la configuration à phase asymétrique de notre exemple, nous obtenons 189 vecteurs différents. La distorsion harmonique est comparée pour ces 3 configurations à la Fig. 2.31(a). Pour les petites et moyennes amplitudes, la performance est légèrement supérieure à celle des onduleurs à phases symétriques. Pour les grandes amplitudes, cette performance est légèrement inférieure. En effet, le nombre de vecteur en périphérie est similaire et dans ce cas, la distribution uniforme est celle qui permet la plus haute résolution à nombre de niveaux égal.

2.4.5.2 Cellule 9 niveaux (deux cellules 3 niveaux en série)

D'après la loi de modulation monophasée, cette structure est capable de générer 7 niveaux uniformes, 9 d'après la condition d'uniformité monophasée. Elle est en outre capable de générer 319 vecteurs alors qu'une configuration générant 11 niveaux uniformes en générerait 331. Avec la configuration à phase asymétrique proposée, nous obtenons 729 vecteurs de tension distincts. La distorsion harmonique est comparée pour ces 4 configurations à la Fig. 2.31(b). Sur toute la gamme d'amplitude les performances de la configuration à phases asymétriques sont supérieures. Comme précédemment, il n'y a que pour les plus grandes amplitudes que la performance diminue.

2.4.5.3 Cellule haute-tension à alimentation unique

Il est possible d'utiliser des cellules triphasées à alimentation unique, la cellule haute-tension est alors à phase symétrique et les cellules basse-tension sont à phase asymétrique. Avec une cellule 3 niveaux cette possibilité est toutefois réduite et il n'y a quasiment pas de gain en résolution comme illustré en Fig. 2.34(a)

et 2.34(c). Le nombre de vecteurs est plus grand, mais la distribution des vecteurs est trop irrégulière pour observer un gain. Au delà par exemple avec deux cellules 3 niveaux en série formant une cellule 5 niveaux, il y a à nouveau un gain comme illustré en Fig. 2.34(e). Par ailleurs, pour ces configurations, l'amplitude du domaine atteignable est la même dans presque toutes les directions, en conséquence, contrairement aux autres configurations la résolution est meilleure même pour les plus grandes amplitudes.

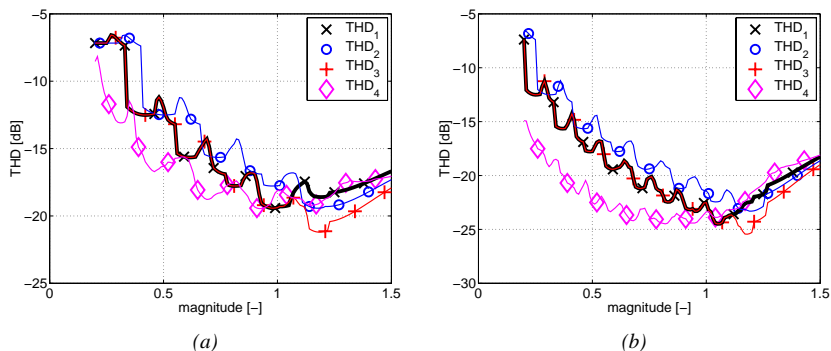


FIG. 2.31 : Comparaison de la distorsion harmonique obtenue pour des configurations scalairement uniforme ((2) 6 et 9 niveaux (3) 7 et 11 niveaux), des configurations vectoriellement uniforme ((1) 6 et 9 niveaux), des configurations à phase asymétrique (4) : (a) pont triphasé + 1 pont monophasé par phase (b) onduleur NPC 3-niveaux + 1 pont monophasé par phase (voir Fig. 2.32 et 2.33 pour les configurations comparées)

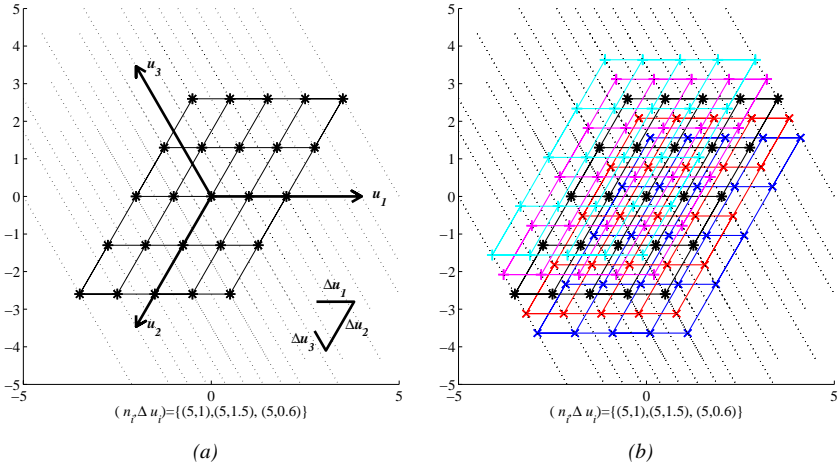


FIG. 2.28 : Construction des états d'un onduleur avec 3 phases asymétriques. La maille $\Delta u_{1,2,3}$ est ouverte. L'asymétrie est choisie telle que les nouveaux états sont répartis de façon homogène dans le centre du losange.

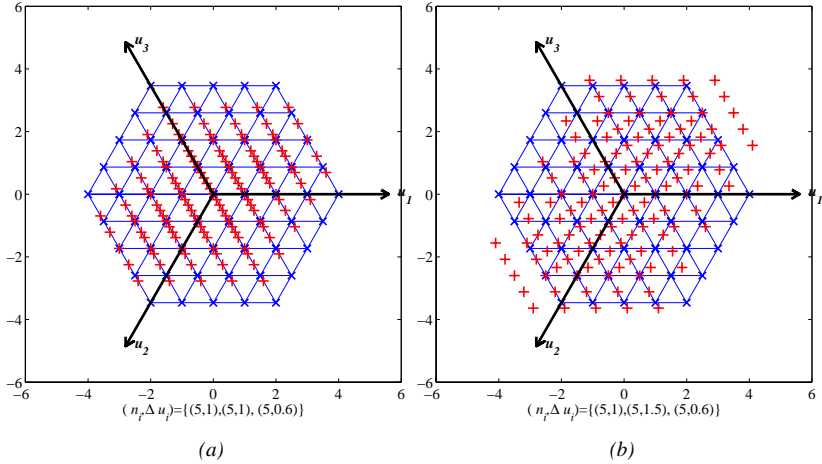


FIG. 2.29 : Comparaison des états d'un onduleur multiniveau asymétrique (grille) avec les états d'un onduleur multiniveau asymétrique avec une phase disymétrisée (\times). (a) La résolution n'est améliorée que dans l'axe $u_{b,3}$ qui est l'axe asymétrique. (b) La résolution est améliorée dans tous les axes. L'amplitude atteignable est augmentée dans l'axe $u_{b,2}$, mais réduite dans l'axe $u_{b,3}$, ce qui implique une diminution de l'amplitude du plus grand cercle centré atteignable.

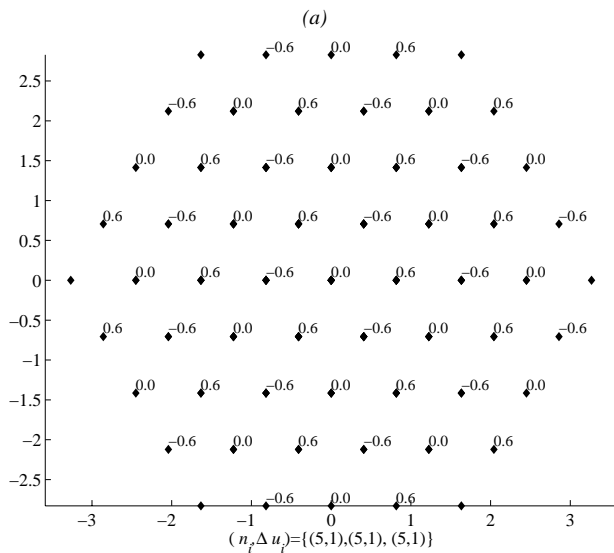
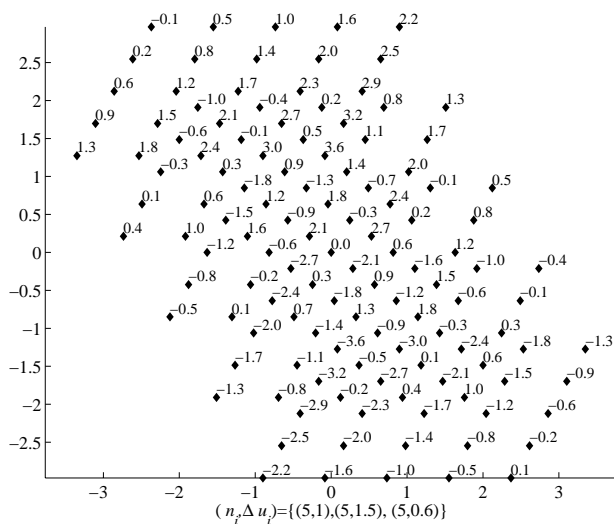


FIG. 2.30 : La position des phaseurs spatiaux selon l'axe homopolaire permet de mesurer la distance entre voisins entre terme de commutation : (a) onduleur à phases asymétriques ; (b) onduleur à phases symétriques.

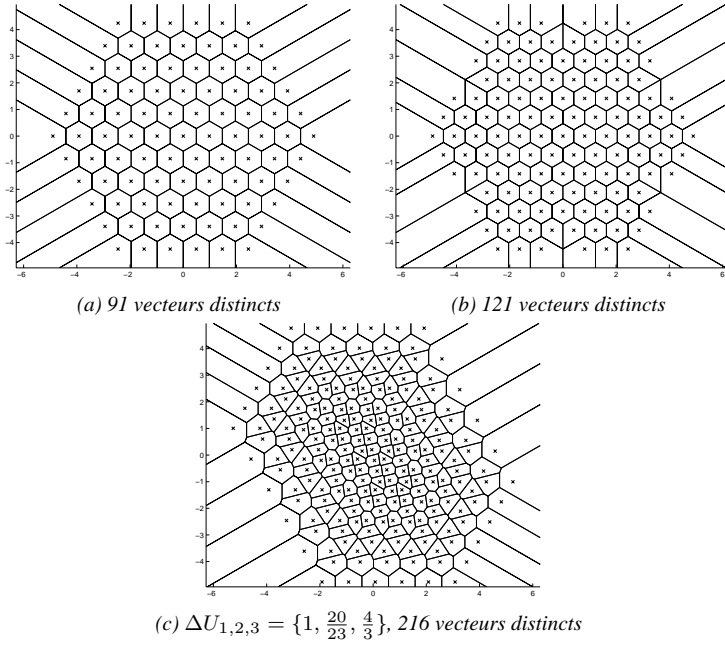


FIG. 2.32 : Polygones de sélection obtenus par (a) une configuration à pas uniforme (b) une configuration à pas variable (c) une configuration à phase asymétrique. Pour un pont triphasé à 6 interrupteurs combiné avec 1 pont monophasé à quatre interrupteurs par phase

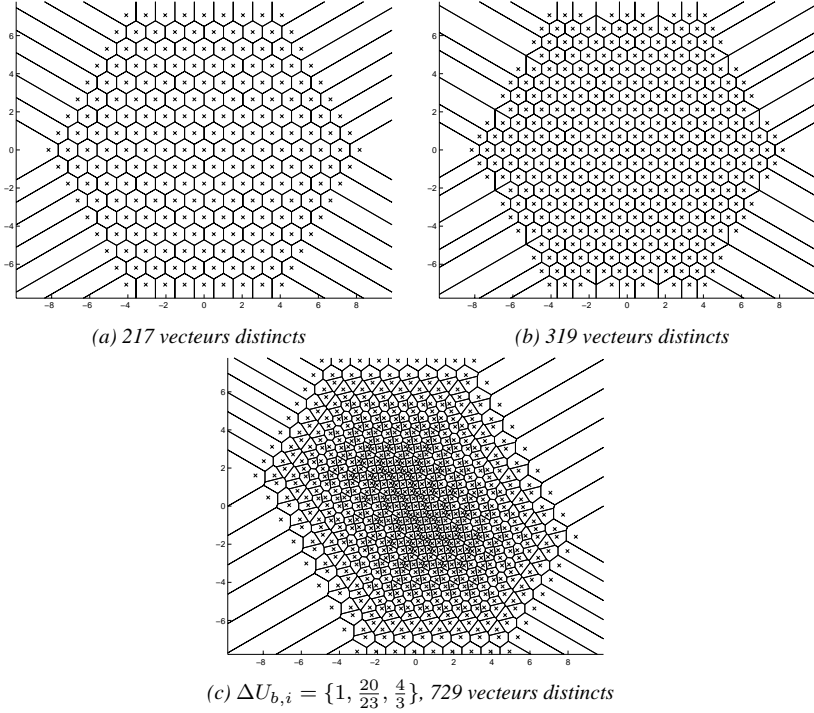
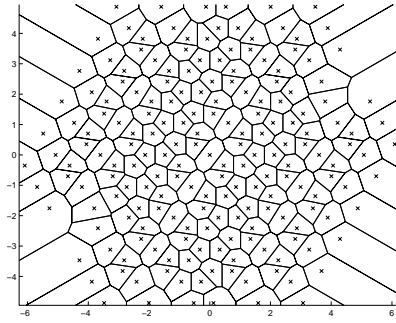
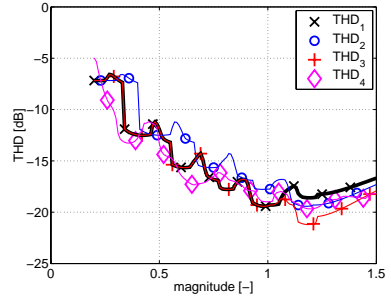


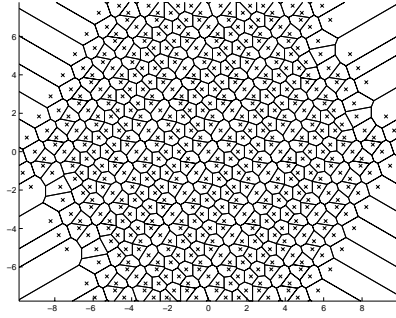
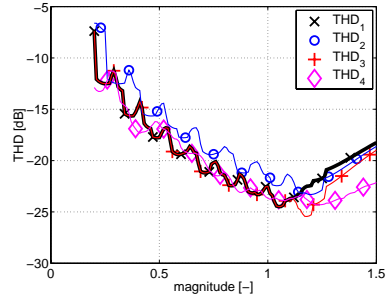
FIG. 2.33 : Polygones de sélection obtenus par (a) une configuration à pas uniforme (b) une configuration à pas variable (c) une configuration à phase asymétrique. Pour un pont NPC triphasé 3 niveaux combiné avec 1 pont monophasé à quatre interrupteurs par phase



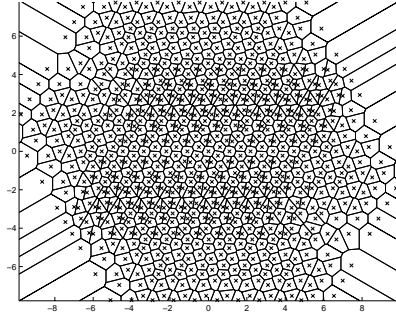
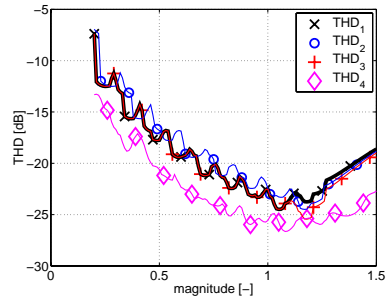
(a) 189 vecteurs distincts



(b)

(c) $\Delta U_{b,i} = \{ \frac{75}{62}, 1, \frac{2}{3} \}$ 513 vecteurs distincts

(d)

(e) $\Delta U_{b,i} = \{ 1, \frac{20}{23}, \frac{4}{3} \}$, 875 vecteurs distincts

(f)

FIG. 2.34 : Polygones de sélection obtenus par des configurations à phases symétriques pour la cellule haute tension et asymétriques pour les cellules basses tension (a) pont à 6 interrupteurs + ponts en H 3 niveaux (c) pont NPC triphasé + ponts en H 3 niveaux (f) pont à 6 interrupteurs + 2 ponts en H 3 niveaux qui possède 271 et 325 vecteurs distincts.

2.5 Conclusions

Les différents concepts introduits dans ce chapitre et les relations entre les différentes propriétés des convertisseurs multiniveaux asymétriques sont résumés aux Tab. 2.2. Pour un cahier des charges donné, nous sommes maintenant en mesure de choisir la configuration adaptée qui possède les propriétés souhaitées¹⁰.

Les lois d'uniformité et de modulation scalaires optimisées permettent de formaliser les méthodes d'obtention de structures monophasées. Des concepts déjà plus ou moins bien connus dans des travaux antérieurs sont généralisés. La loi d'uniformité est utile pour dimensionner un convertisseur générant un pas régulier. La tension générée sera de préférence obtenue par quantification de la référence. Pour certaines configurations, la modulation de certaines paires de niveaux provoquera la commutation de la cellule haute tension. Une loi un peu plus restrictive, la loi de modulation optimisée permet de s'affranchir de ce problème et de réduire de façon significative les pertes par commutation.

Les lois d'uniformité et de modulation vectorielle optimisée permettent de définir pratiquement et formellement de nouvelles configurations plus asymétriques. Les lois d'uniformité et de modulation scalaire correspondent aux lois d'uniformité stricte et de modulation optimisée stricte qui possèdent ces propriétés sur l'ensemble du domaine atteignable. Les concepts de domaine d'uniformité et de domaine de modulation optimisée permettent d'étendre les possibilités. La loi d'uniformité vectorielle large permet de concevoir un onduleur multiniveau asymétrique avec une résolution plus élevée qu'avec la loi d'uniformité stricte. L'uniformité n'est toutefois pas obtenue en tout point du domaine atteignable, le domaine d'uniformité est de dimension légèrement réduite. Cela n'affecte toutefois pas de manière sensible les performances de l'onduleur. De la même manière, la loi de modulation optimisée large permet de concevoir un onduleur avec des pertes par commutation fortement réduite et avec une résolution plus élevée. Les configurations qui respectent la condition d'uniformité stricte satisfont à cette condition. D'autres configurations qui ne satisfont pas la condition d'uniformité scalaire satisfont également la condition de modulation optimisée large.

En renonçant à l'uniformité, nous avons exploré deux nouvelles voies permettant d'augmenter la résolution par dissociation des états redondants.

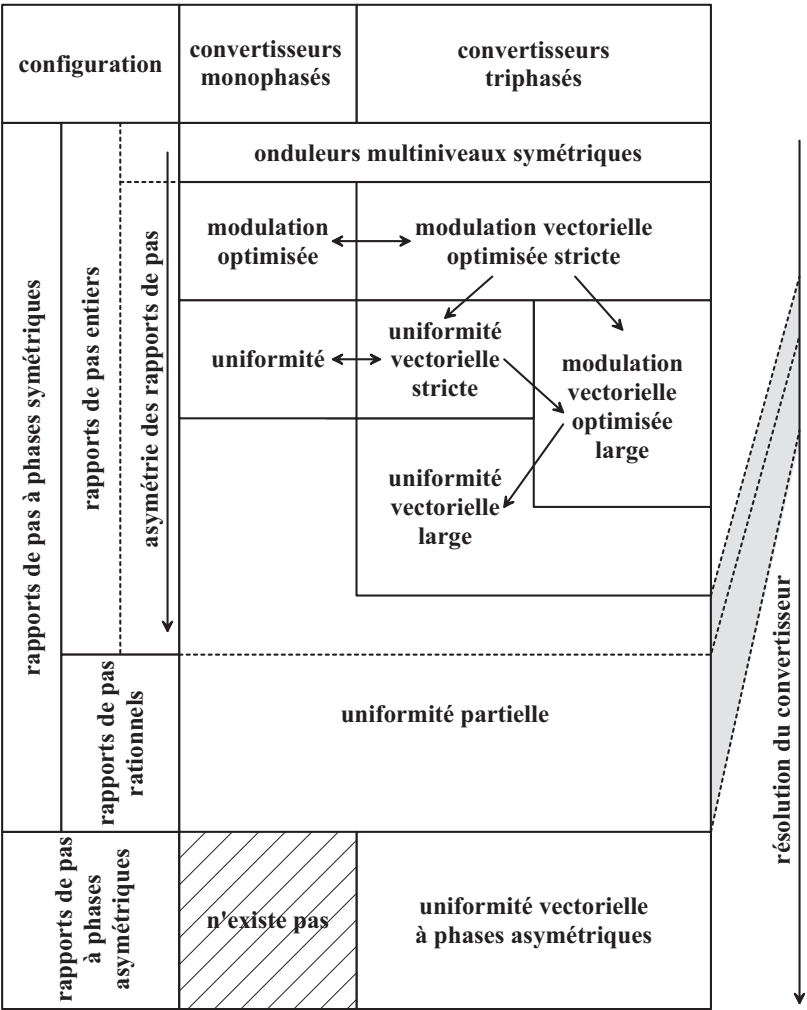
Le dimensionnement avec des pas dans des rapports rationnels est conceptuellement intéressant, mais ne permet pas la réduction des commutations qui est généralement associée aux onduleurs multiniveaux. Cela conduit à une augmentation des pertes par commutation et nous fait mettre ces configurations de côté. Des in-

¹⁰Le Tab. A.1 en annexe A donne un extrait du tableau de sélection des configurations (à rapport de pas entiers). Certaines des propriétés énumérées seront présentées au chapitre 5.

interrupteurs de tension de blocage proche peuvent être employés, mais la résolution n'est pas augmentée par rapport aux configurations à asymétrie maximale.

Le dimensionnement avec des pas différents pour les différentes phases conduit à une importante augmentation de la résolution pour des configurations possédant déjà un nombre important de niveaux. Les configurations à phases complètement asymétriques présentent l'inconvénient d'éliminer la possibilité d'utiliser des cellules à alimentation commune pour les 3 phases. Les configurations partiellement asymétriques éliminent cet inconvénient, et sont intéressantes.

La redondance des états permettant des optimisations intéressantes, nous focaliserons la suite de l'étude sur les configurations à pas dans des rapports entiers.



TAB. 2.2 : Propriétés des onduleurs multiniveaux asymétriques. En se déplaçant vers le bas la résolution augmente (axe de droite) : exception à cette règle, la résolution diminue pour les configurations où l’uniformité est perdue. Pour les configurations à rapports de pas entier, l’asymétrie augmente en se déplaçant vers le bas (axe de gauche) : une configuration possède toutes les propriétés mentionnées pour les configurations plus asymétriques situées plus bas, d’autre part il y a équivalence des propriétés selon l’axe horizontal.

Modulation

3.1 Etat de l'art

3.1.1 Rôle de la modulation

3.1.1.1 Digression, cas des télécommunications

Dans le cas des télécommunications, les modulations permettent de transformer un signal afin de l'adapter à un canal de transmission. Elles peuvent également permettre de rendre le signal robuste aux perturbations qu'il subit lors de son transport. Un déplacement fréquentiel fait souvent partie de la transformation. Le contenu informatif du signal n'est idéalement pas modifié par la transformation, une fois acheminé, le signal est restitué sous sa forme originale par transformation inverse. La restitution est fidèle aux pertes d'information près. Peu importe sa nature, le signal est ici vecteur d'un message qu'il faut transmettre à distance.

3.1.1.2 Cas de l'électronique industrielle

Dans le cas de l'électronique de puissance, un dispositif électrique est commandé à l'aide d'un convertisseur dont la tension est bornée et quantifiée. La tension qu'il est possible d'appliquer à la charge est bornée par des limitations telles que le courant et la tension supportés. En revanche, la forme d'onde à appliquer pour obtenir l'effet souhaité n'est généralement pas quantifiée.

Dans ce contexte, les modulations regroupent les techniques qui permettent de générer un signal quantifié, image du signal de référence continu. Le signal de référence du modulateur (son entrée) est l'image du signal qu'il faudrait idéalement appliquer au dispositif à contrôler pour obtenir l'effet désiré. Le signal généré par le modulateur (sa sortie, le signal modulé) est l'image du signal le plus proche que l'onduleur est capable d'imposer à l'aide des niveaux dont il dispose. L'effet à ob-

tenir peut être un changement d'état (courant, vitesse) ou un apport de puissance, il est généralement associé à un transfert d'énergie.

Le signal de référence ne transporte pas d'énergie, au contraire le signal généré par l'onduleur transporte de l'énergie, et ses **propriétés sont proches** de celles du signal de même nature qui aurait la forme du signal de référence. La notion de proximité est liée aux propriétés que l'on cherche à favoriser, elle comporte un flou que nous tâcherons d'atténuer en 3.3.

3.1.2 Principes de la MLI

L'onduleur étant capable de générer un ensemble de niveaux donnés, chacun pouvant être considéré comme constant, les méthodes de modulation adaptées sont les modulations en largeur d'impulsion (MLI, PWM en anglais).

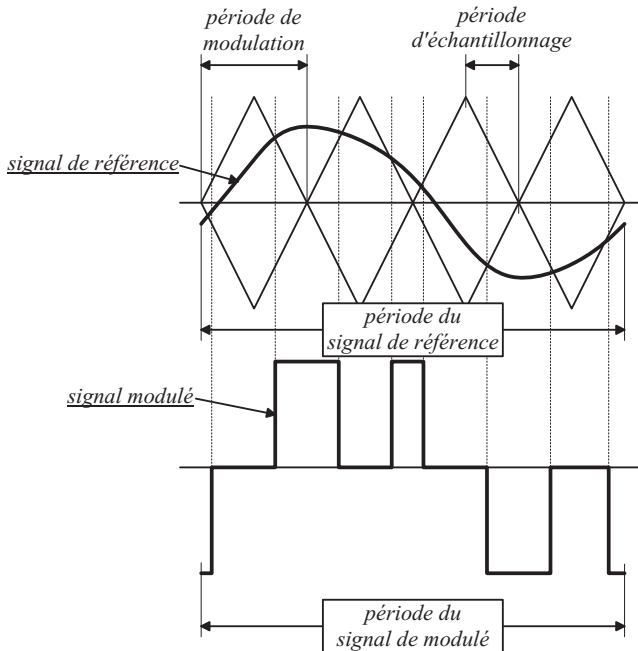


FIG. 3.1 : Définitions des grandeurs associées à la modulation

Définitions

La Fig. 3.1 définit quelques grandeurs clef associées à la modulation. Le signal qu'on souhaiterait appliquer à un dispositif élec-

trique à l'aide de l'onduleur est le **signal de référence**. Le signal effectivement généré par l'onduleur est le **signal modulé**. Les signaux appliqués aux interrupteurs afin d'obtenir le signal modulé en sortie de l'onduleur sont les **signaux de commande**. La période de répétition du signal de sortie pour une référence constante est la **période de modulation**. Elle correspond généralement à la période des porteuses. La période d'intersection du signal de référence avec les porteuses est la **période d'échantillonnage**. Pour une référence discrète, il s'agit simplement de la période des échantillons. Soulignons que la période du signal modulé n'est pas forcément égale à la période du signal de référence.

Distinction entre modulation et commande

L'ambivalence des signaux de comparaison conduit parfois à la confusion des mécanismes de modulation et de commande. Pourtant ces mécanismes sont radicalement distincts comme illustré à la Fig. 3.2. La modulation cherche à obtenir la représentation la plus proche du signal de référence à partir d'un ensemble de niveaux fixé. Elle ne nécessite pas la connaissance de la topologie du convertisseur qui va appliquer cette représentation à la charge. Au contraire, la commande applique la représentation obtenue au convertisseur, ce qui nécessite la connaissance précise de la topologie et de son fonctionnement. Cependant, selon la méthode de modulation, le passage aux signaux de commande est plus ou moins difficile et par conséquent, certaines méthodes peuvent être mieux adaptées à une implantation simple. D'autre part, la méthode de modulation influe la trajectoire de la tension et donc celle des signaux de commande. Les trajectoires peuvent influencer les sollicitations imposées au convertisseur.

3.1.2.1 Projection de la référence sur l'axe temporel

Prenons un signal en dents de scie comme porteuse, et un signal de référence quelconque variant lentement par rapport à cette porteuse, comme représentés à la Fig. 3.3. Le signal modulé est dans ce cas obtenu par comparaison de la porteuse avec le signal de référence. Lorsque la porteuse est plus grande que le signal de référence, le niveau bas du signal modulé est appliqué ; lorsqu'elle est inférieure, le niveau haut est appliqué. Le signal de référence est échantillonné à ses points

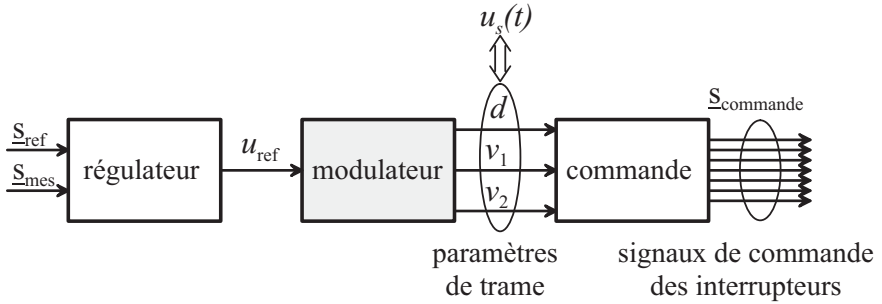


FIG. 3.2 : Plusieurs fonctions distinctes permettent de commander un convertisseur

d'intersection avec la porteuse, et ses échantillons sont projetés sur l'axe temporel. Une des représentations possibles à deux niveaux est obtenue. Par la même opération nous obtenons implicitement une représentation échantillonnée du signal à temps continu, et pour chacun des échantillons les deux durées d'application du niveau haut et du niveau bas. Ce mécanisme de projection permet de cette manière d'obtenir le rapport cyclique de modulation puis de construire le signal de sortie sans avoir à effectuer de calcul. Il est à la base du fonctionnement des modulateurs en largeur d'impulsion basés sur la comparaison d'un signal de référence avec un ensemble de porteuses. Il assure l'égalité de la valeur moyenne du signal modulé avec la valeur du signal échantillonné :

$$u_{\text{ref}} = \frac{t_1}{T_e} \cdot v_1 + \frac{t_2}{T_e} \cdot v_2 = v_1 + d \cdot (v_2 - v_1) \quad (v_1 - u_{\text{ref}})(v_2 - u_{\text{ref}}) \leq 0 \quad (3.1)$$

avec t_1 et t_2 les durées d'application des niveaux v_1 et v_2 , d le rapport cyclique correspondant, T_e la période d'échantillonnage. La condition de droite impose que u_{ref} est compris entre v_1 et v_2 . Le rapport cyclique se déduit de (3.1) :

$$d = \frac{u_{\text{ref}} - v_1}{v_2 - v_1} \quad (3.2)$$

v_1 et v_2 sont obtenus en ordonnant v_B le niveau immédiatement inférieur à u_{ref} et v_H le niveau immédiatement supérieur. Lorsque les niveaux du modulateur sont uniformes, v_B et v_H peuvent être obtenus par arrondi de la référence :

$$\begin{cases} v_B = \Delta U \cdot \text{arrondir} \left(\frac{u_{\text{ref}} - \frac{1}{2}}{\Delta U} \right) \\ v_H = v_B + \Delta U \end{cases} \quad (3.3)$$

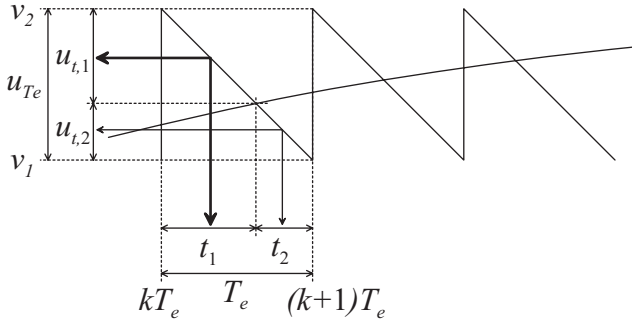


FIG. 3.3 : Modulateur 2 niveaux avec porteuse en forme de dents de scie : $u_{t,1}$ et $u_{t,2}$ sont projetés sur l'axe temporel en t_1 et t_2 (l'indice k a été omis pour alléger l'écriture)

3.1.2.2 Echantillonnage de la référence

L'échantillonnage qui vient d'être décrit est «*l'échantillonnage naturel*» d'un signal à temps continu par la porteuse. Les instants d'échantillonnage dépendent de la valeur du signal. En conséquence, il n'y a pas de relation linéaire entre le signal continu et sa représentation échantillonnée. En terme de fonction de transfert, le signal échantillonné subit une distorsion et contient généralement des composantes fréquentielles n'apparaissant pas dans le signal d'origine.

Par opposition, en réglage automatique, les instants d'échantillonnage ne dépendent généralement pas de la valeur du signal à temps continu. On parle généralement «*d'échantillonnage à pas régulier*», ou plus simplement d'échantillonnage, la suite étant implicite. Pour autant que le théorème de Shannon sur l'échantillonnage soit respecté, il existe une relation linéaire entre le signal à temps continu et sa représentation échantillonnée. A ce niveau, il n'y a pas de distorsion, d'un point de vue fréquentiel, le signal échantillonné est identique au signal continu.

Nous reviendrons plus loin sur les conséquences de chacune de ces méthodes d'échantillonnage.

3.1.2.3 Période du signal modulé

En fonction du rapport entre la fréquence de modulation (la fréquence porteuse) et la fréquence du signal de référence, nous pouvons distinguer trois cas (Fig. 3.4) :

1. rapport entier : la période du signal modulé est égale à la période du signal de référence,

2. rapport rationnel : la période du signal modulé est plus grande que la période du signal de référence, des phénomènes de battement apparaissent,
3. rapport réel : le signal modulé n'est pas périodique.

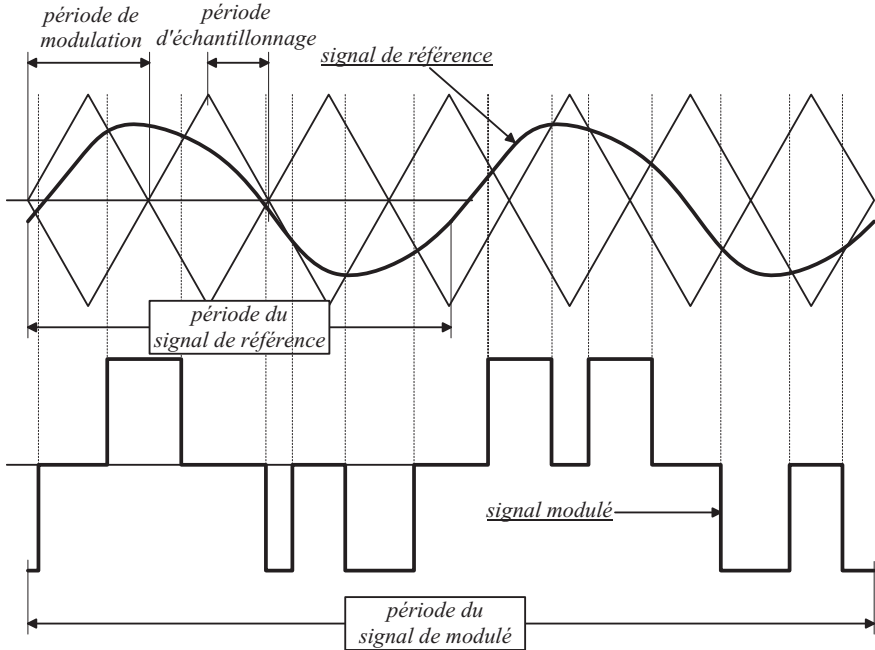


FIG. 3.4 : Illustration de la relation entre la période de la référence, la période de modulation et la période du signal modulé. Ici $P = 7/2$, le signal modulé se répète toutes les deux périodes du signal de référence.

Nous allons maintenant établir les relations entre la période du signal de référence et celle du signal modulé. Considérons un modulateur de fréquence f_m générant un signal de référence de fréquence f_{ref} . Notons le rapport entre ces deux fréquences¹ P :

$$P = \frac{f_m}{f_{\text{ref}}} \quad (3.4)$$

$$P \in \mathbb{Z}^*$$

Lorsque P est entier, une période du signal de référence est composée d'un nombre entier de périodes du modulateur. Le signal de référence est échantillonné

¹Par analogie avec la notation de [30, 31].

aux mêmes positions d'une de ses périodes à l'autre. Il a donc la même période que le signal continu et il en va de même pour le signal modulé.

$$P \notin \mathbb{Z}^*$$

Lorsque P n'est pas entier, une période du signal de référence est composée d'un nombre de périodes du modulateur qui n'est pas entier. D'une période à l'autre, le signal de référence est échantillonné à des positions différentes. Pour simplifier les explications, considérons momentanément un échantillonnage à pas régulier et notons P_e l'entier le plus proche de P . D'une période à l'autre, l'échantillonnage est décalé de $P - P_e$. La représentation échantillonnée du signal de référence change donc à chaque période et se répète lorsque après un nombre de périodes P_d tels que $P_d \cdot (P - P_e)$ est entier. Lorsque l'échantillonnage est naturel, on ne peut pas déterminer le décalage de l'échantillonnage d'une période à l'autre, à cause du lien entre la valeur du signal de référence et la position des instants d'échantillonnage. La condition de répétition du signal est cependant la même.

$$P \notin \mathbb{Z}^*, P \in \mathbb{Q}^*$$

Lorsque P est rationnel, il peut être mis sous forme d'une fraction irréductible :

$$P = \frac{P_n}{P_d} \quad (3.5)$$

Le signal généré par le modulateur se répète toutes les P_d périodes du signal de référence. En effet, remplaçons le signal de référence par un signal identique, mais considérons que sa période est plus grande $T'_{\text{ref}} = P_d \cdot T_{\text{ref}}$. Le rapport entre la fréquence du modulateur et celle du nouveau signal vaut $P' = P_n$ qui est entier, par conséquent la période du signal de sortie est égale à celle du signal d'entrée T'_{ref} . Nous avons donc :

$$T'_s = T'_{\text{ref}} = P_d \cdot T_{\text{ref}} \quad (3.6)$$

La période du signal de sortie est plus grande que celle du signal de référence d'un facteur P_d . Le modulateur introduit une distorsion harmonique de fréquence plus basse que celle du signal de référence qui se traduit par des phénomènes de battement plus ou moins marqués. Un moteur alimenté par une tension modulée sera donc susceptible d'osciller à basse fréquence à cause du battement entre la fréquence du modulateur et celle du signal de référence.

$$P \notin \mathbb{Q}^*, P \in \mathbb{R}^*$$

Lorsque P n'est pas rationnel, il est réel, il ne peut pas être mis sous forme de fraction. Concrètement, cela signifie que le signal généré par le modulateur ne se répète jamais. Il n'est pas périodique et son spectre est continu. L'intérêt de ce cas n'est que théorique, et pratiquement, il ne peut pas être distingué du cas rationnel.

3.1.2.4 Forme de la porteuse

Pour que le principe de projection fonctionne linéairement, la porteuse doit être formée de segments de droite de pentes identiques, positive ou négative. On distingue la porteuse en dents de scie (Fig. 3.3) et la porteuse triangulaire symétrique². La dernière présente l'avantage de permettre un échantillonnage à deux fois la fréquence de pulsation, ce qui se traduit par un signal généralement de meilleure qualité.

3.1.3 Principes des modulateurs multiniveaux classiques

Les principes présentés précédemment sont également valables pour les modulateurs multiniveaux dont nous présenterons maintenant les spécificités. La plupart des modulateurs décrits dans la littérature sont basés sur la comparaison d'un ensemble de porteuses triangulaires avec le signal de référence [32]. Ils peuvent également être basés sur le calcul des angles de commutation, en vue d'éliminer des harmoniques spécifiques [4]. Les modulateurs multiniveaux sont généralement basés sur l'utilisation de porteuses triangulaires symétriques. Ces porteuses sont au nombre d'une de moins que le nombre de niveaux, leur agencement caractérise la méthode de modulation. La combinaison des signaux de comparaison permet de déterminer le signal modulé et plus ou moins directement d'obtenir les signaux de commande. Le signal modulé est généré par le convertisseur par l'intermédiaire des signaux de commande, il n'a généralement pas d'utilité en tant que signal et souvent on passe directement des signaux de comparaison aux signaux de commande du convertisseur, comme illustré à la Fig. 3.5.

Les agencements les plus fréquemment rencontrés sont [32]³ :

1. porteuses en phase (PD), Fig. 3.6(a),
2. porteuses alternées (APD), Fig. 3.6(b),
3. porteuses en phase du même côté de l'axe du zéro, avec opposition de part et d'autre de l'axe zéro (APO), Fig. 3.6(c).

²les deux types de porteuses mentionnées ici sont triangulaires, cependant lorsque ce n'est pas précisé, c'est de cette dernière dont il est question.

³Nous utiliserons les acronymes de [32].

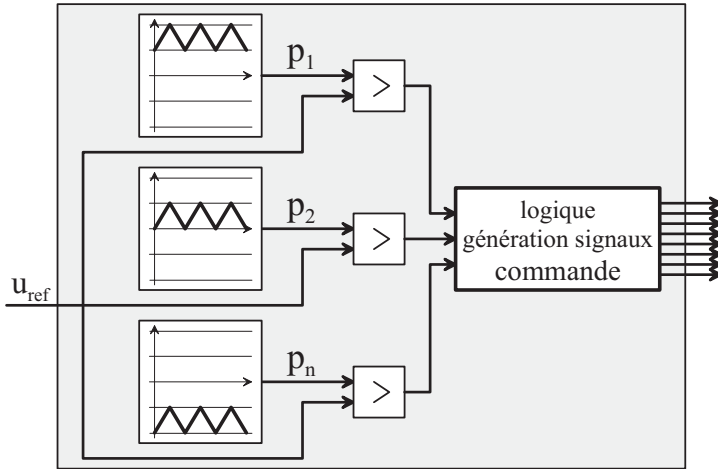


FIG. 3.5 : Schéma d'implantation d'un modulateur multiniveau avec un ensemble de porteuses

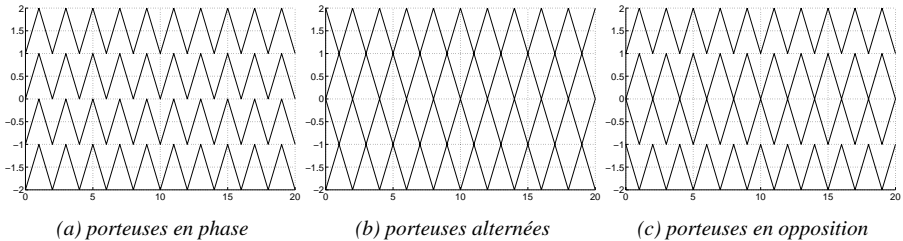


FIG. 3.6 : Principaux agencements de porteuses

Pour caractériser complètement la méthode de modulation, il faut encore spécifier si l'échantillonnage est naturel ou à pas réguliers.

3.1.4 Propriétés des modulateurs multiniveaux classiques

Les propriétés obtenues dépendent de l'agencement des porteuses et du mode d'échantillonnage.

3.1.4.1 Méthode adaptée aux applications polyphasées

L'utilisation de porteuses en phase convient bien aux applications polyphasées. Pour cela, les porteuses doivent également être en phase pour les différentes

phases. Pour comprendre le bénéfice de cet agencement, il faut observer les tensions composées. Dans une période de modulation, elles sont toujours modulées entre 2 niveaux adjacents autour de la référence, ce qui produit une erreur inférieure ou égale au pas, Fig. 3.7(a). Au contraire, avec les autres agencements, lorsque la tension composée est obtenue par deux porteuses déphasées, trois niveaux sont modulés dans une période de modulation, ce qui conduit à une erreur qui dépasse un pas Fig. 3.7(b).

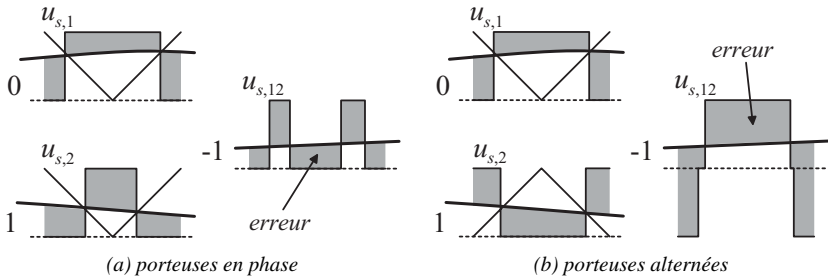


FIG. 3.7 : Comparaison de la tension composée obtenue avec deux agencements différents de porteuses

3.1.4.2 Apparition d'une composante continue parasite et d'harmoniques paires

La MLI est un processus non linéaire qui conduit à l'apparition d'harmoniques sur l'ensemble du spectre fréquentiel. Selon les propriétés du signal de référence et selon son interaction avec le modulateur, la composante continue ou les harmoniques paires peuvent être nuls.

La linéarité de l'échantillonnage à pas régulier est une propriété extrêmement intéressante rattachée aux modulateurs discrets. Lorsque la référence ne comporte pas de composante continue, le signal échantillonné à pas régulier n'en comporte pas non plus. Bien qu'il soit non-linéaire, le processus de modulation garanti la proportionnalité entre la valeur du signal échantillonné, et celle de la surface du signal modulé. Le signal modulé ne comporte donc pas de composante continue si le signal de référence n'en a pas.

Pour les modulateurs à échantillonnage naturel, l'échantillonnage étant non-linéaire, des distorsions peuvent apparaître dans le signal échantillonné. L'absence de composante continue pour le signal modulé n'est donc pas garantie et une telle composante parasite apparaît souvent. Elle peut être annulée dans certains cas spécifiques caractérisés par un signal de référence présentant des symétries et des rapports de fréquence permettant à la modulation de les conserver.

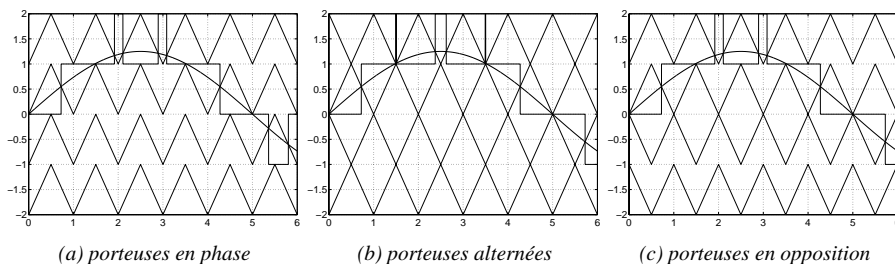


FIG. 3.8 : Exemple de signaux modulés avec les principaux agencements de porteuses

Les signaux sinusoïdaux présentent de nombreuses symétries. Considérons un signal présentant les mêmes symétries qu'un signal sinusoïdal et un ensemble de porteuses alternées ou un ensemble de porteuses en opposition :

1. Lorsque P_n est un entier pair⁴, que le déphasage est nul, toutes les symétries sont conservées.
2. Si le déphasage n'est pas nul ou que P_n est impair, toutes les symétries ne sont pas conservées, mais les surfaces sont identiques et la composante continue est nulle.

Avec un ensemble de porteuses en phase, les surfaces sont identiques lorsque P_n est un entier impair.

Lorsque l'absence de composante continue n'est pas garantie par des conditions de symétrie telles que celles mentionnées précédemment, l'évaluation des méthodes de modulation traitée à la section 3.3 montre que la composante continue parasite est nettement plus élevée avec un ensemble de porteuses en phase qu'avec les autres agencements. La raison essentielle est l'absence de symétrie autour de l'axe zéro.

3.1.4.3 Echantillonnage naturel et période d'échantillonnage

Avec un ensemble de porteuses alternées et un échantillonnage naturel, l'intervalle maximum entre 2 échantillons est de 2 périodes de modulation. Avec un ensemble de porteuses en phase ou en opposition, cet intervalle peut être plus grand, ce qui conduit localement à une augmentation de la période d'échantillonnage et à une mauvaise représentation du signal de référence.

Etudions la position des intersections entre la référence et les porteuses pour différents agencements de porteuses en faisant varier les rapports de fréquences, les amplitudes et les déphasages.

⁴rappelons que P_n est le numérateur du rapport entre les fréquences de modulation et de référence.

Pour un ensemble de porteuses en phase, la position des points d'intersection et leur nombre sont très sensibles aux paramètres, surtout lorsque P est pair. Selon sa configuration, le signal de référence peut traverser de longs intervalles sans croiser de porteuse, ou au contraire traverser des porteuses à intervalles plus resserrés. Pour une référence sinusoïdale, à certaines amplitudes le nombre de points d'intersection varie très fortement entre la partie positive et la partie négative. Par symétrie du signal sinusoïdal et antisymétrie de l'ensemble des porteuses, lorsque les intersections sont rares dans une des parties du signal de référence, elles sont plus nombreuses dans la partie opposée, le nombre de points d'intersection ne variant pas. La conséquence de cet échantillonnage à pas très variable est l'apparition d'une composante continue et d'un harmonique de rang deux, tous deux provoqués par la représentation très différente des parties positives et négatives du signal. Il s'ensuit une augmentation très importante de la distorsion harmonique pondérée par la fréquence.

D'autre part, ces 2 composantes ne sont pas éliminées sur la tension composée, elles sont difficilement filtrables et inacceptables dans bien des applications. En conséquence, si un ensemble de porteuses en phase peut convenir lorsque la forme de la référence, son déphasage et son rapport de fréquence sont connus, il ne conviendra pas dans les autres cas, par exemple lorsque la référence est issue de la sortie d'un régulateur. Dans le premier cas, il est possible de se limiter aux rapports impairs qui ne posent pas de problèmes et alors de profiter de performances convenables. Dans les autres cas, lorsque la référence n'est pas bien connue, ou qu'il n'est pas possible de contrôler ses caractéristiques, il sera préférable d'opter pour une autre méthode de modulation.

L'apparition de ces composantes est provoquée par l'absence de symétrie de l'ensemble des porteuses en phase entre la partie positive et la partie négative du signal. Elles n'apparaissent pas avec les autres agencements de porteuses qui présentent une symétrie entre la partie positive et la partie négative du signal. C'est un problème spécifique à l'agencement des porteuses en phase avec échantillonnage naturel, qui rend cette méthode inadaptée pour générer le signal modulé d'un signal de référence aléatoire.

Exemples

Nous illustrons ces phénomènes, à l'aide quelques exemples résumés dans un tableau, en comparant le nombre d'échantillons obtenus par intersection avec les porteuses, dans la partie positive du signal avec celui obtenu dans la partie négative :

<i>config.</i>	paramètres			porteuses en phase		porteuses alternées	
	P	$\phi[^\circ]$	\tilde{U}_{ref}	$N_{\text{int,pos}}$	$N_{\text{int,neg}}$	$N_{\text{int,pos}}$	$N_{\text{int,neg}}$
<i>Fig.3.10(a)(c)</i>	10	0	1.5	7	13	10	10
<i>Fig.3.10(e)(g)</i>	10	67	1.5	10	10	10	10
—	10	90	1.5	10	10	10	10
<i>Fig.3.10(i)(k)</i>	10	67	1.4	8	12	10	10
<i>Fig.3.9(a)(b)</i>	11	0	1.5	11	11	11	11
<i>Fig.3.9(c)(d)</i>	11	67	1.5	12	12	12	10
—	11	90	1.5	10	10	12	10
<i>Fig.3.9(e)(f)</i>	11	67	1.4	10	10	12	10

La référence est sinusoïdale, ϕ est le déphasage entre les porteuses et le signal de référence, $N_{\text{int,pos}}$ est le nombre d'intersections dans la partie positive, $N_{\text{int,neg}}$ dans la partie négative. Nous voyons que pour certains points de fonctionnement, le signal n'est pas échantillonné avec la même précision dans sa partie positive et dans sa partie négative. Nous vérifions la présence d'une composante continue et d'un harmonique deux pour la modulation avec porteuses en phase.

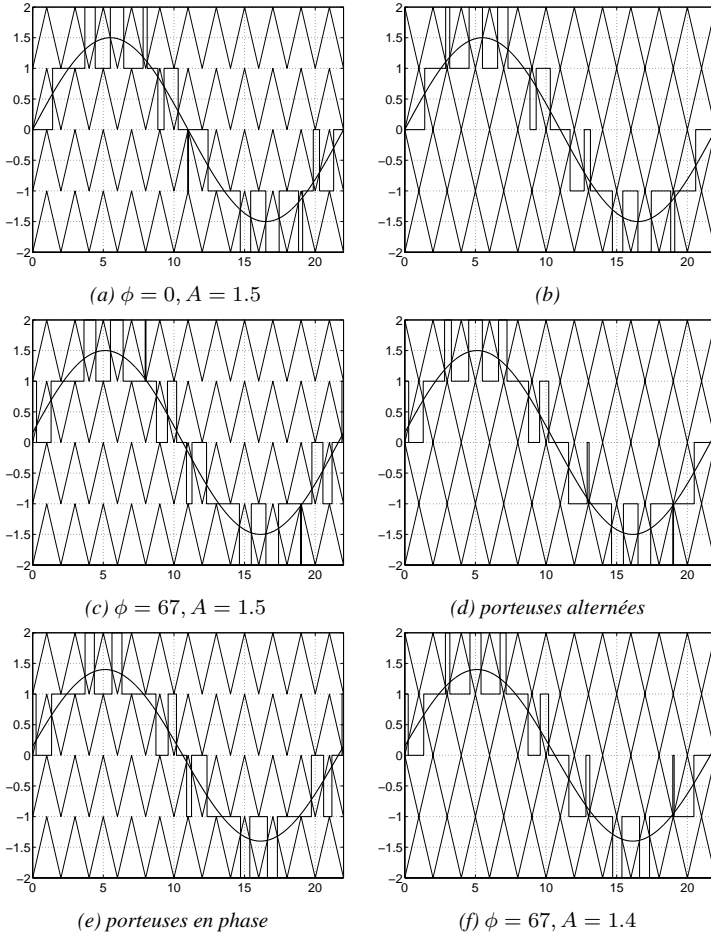


FIG. 3.9 : Comparaison de signaux obtenus pour un rapport P impair

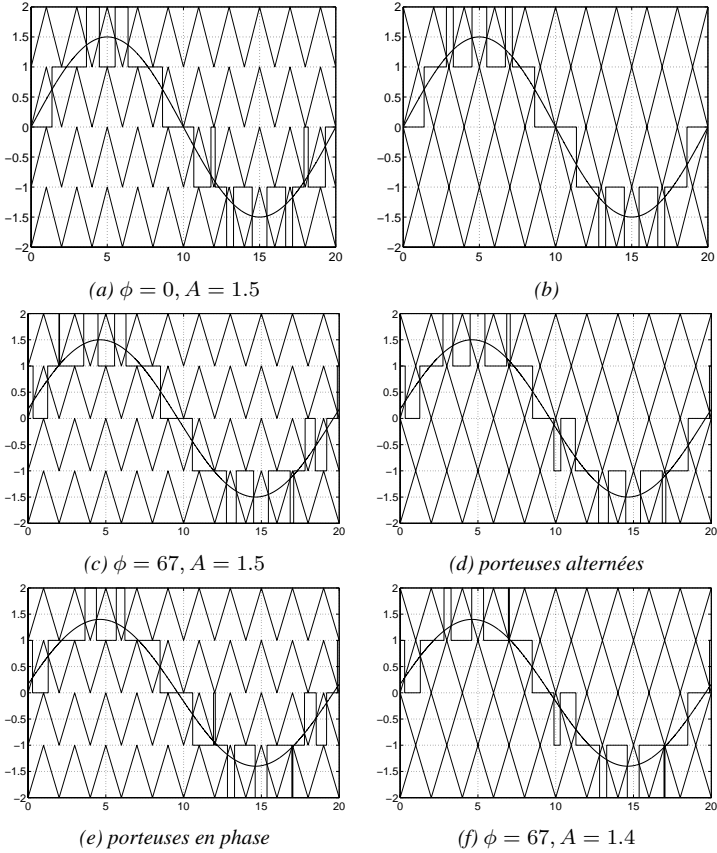


FIG. 3.10 : Comparaison de signaux obtenus pour un rapport P pair (voir spectres à la Fig. 3.11).

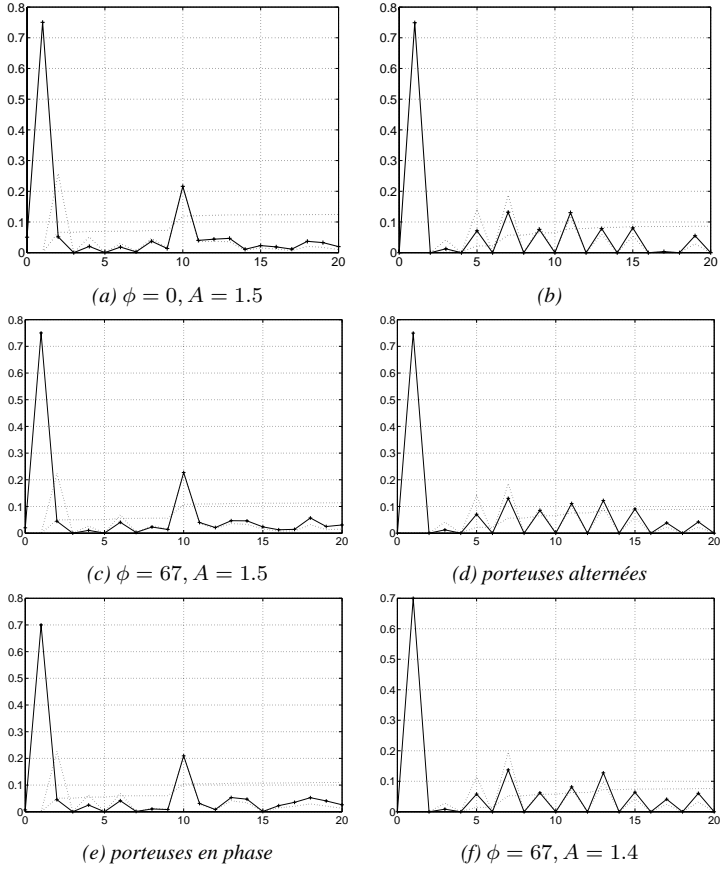


FIG. 3.11 : Comparaison de signaux obtenus pour un rapport P pair

3.2 Modulateur à trames orientées : améliorations du modulateur monophasé

3.2.1 Points à améliorer

Les modulateurs classiques sont caractérisés par l'agencement des porteuses. Les modulateurs à échantillonnage naturel présentent soit l'inconvénient d'avoir une composante continue importante, soit d'être moins adaptés aux applications triphasées. Les modulateurs discrets ne présentent pas de composante continue lorsque la référence n'en a pas, en revanche il présentent des séquences de trames qui ne sont pas toujours favorables lors des changements de bande.

3.2.2 Trames et séquences de trames

En ne modulant que des niveaux adjacents, les 2 types de trames possibles sont $v, v+1$ et $v+1, v$ comme illustré à la Fig. 3.12.

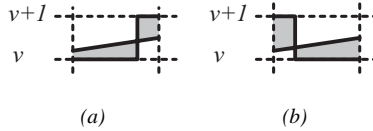


FIG. 3.12 : Trames possibles

3.2.2.1 Optimisation de la trame par l'erreur quadratique minimale

Prenons un signal de référence normalisé entre 0 et 1, $u_{\text{ref}}(t)$, et le signal modulé y correspondant $v(t)$. Nous définissons le signal de référence comme un segment de droite de pente U'_{ref} et de valeur moyenne $\overline{U}_{\text{ref}}$. La valeur moyenne sur le segment est celle qui permet la détermination du rapport cyclique :

$$u_{\text{ref}}(t) = \overline{U}_{\text{ref}} - \frac{U'_{\text{ref}}}{2} + U'_{\text{ref}} \cdot t \quad (3.7)$$

$$d = \overline{U}_{\text{ref}} \quad (3.8)$$

Le signal modulé peut prendre 2 formes comme illustré à la Fig. 3.13.

L'intuition nous indique que la trame 01 est meilleure pour reproduire une référence croissante. Vérifions cela par le calcul de l'erreur quadratique entre la

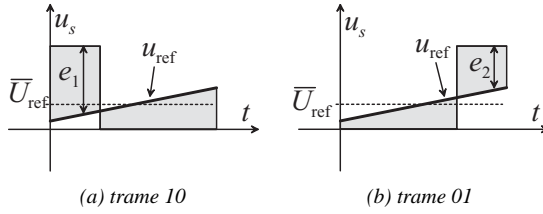


FIG. 3.13 : Signal modulé en fonction de la pente et de la trame

référence est chacune de ses deux réalisations :

$$E_{\text{erreur}} = \int_0^1 (u_s(t) - u_{\text{ref}}(t))^2 dt \quad (3.9)$$

Pour les deux types de trames, elle vaut :

$$E_{\text{erreur},10} = \int_0^{\bar{U}_{\text{ref}}} (1 - u_{\text{ref}}(t))^2 dt + \int_{\bar{U}_{\text{ref}}}^1 (0 - u_{\text{ref}}(t))^2 dt \quad (3.10)$$

$$E_{\text{erreur},01} = \int_{1-\bar{U}_{\text{ref}}}^1 (1 - u_{\text{ref}}(t))^2 dt + \int_0^{1-\bar{U}_{\text{ref}}} (0 - u_{\text{ref}}(t))^2 dt \quad (3.11)$$

Après quelques développements, nous obtenons l'expression des 2 erreurs quadratiques :

$$E_{\text{erreur},10} = \frac{U_{\text{ref}}'^2}{12} + (U_{\text{ref}}' + 1) \bar{U}_{\text{ref}} + (-U_{\text{ref}}' - 1) \bar{U}_{\text{ref}}^2 \quad (3.12)$$

$$E_{\text{erreur},01} = \frac{U_{\text{ref}}'^2}{12} + (-U_{\text{ref}}' + 1) \bar{U}_{\text{ref}} + (U_{\text{ref}}' - 1) \bar{U}_{\text{ref}}^2$$

La différence entre les 2 erreurs quadratiques vaut :

$$E_{\text{erreur},10} - E_{\text{erreur},01} = 2U_{\text{ref}}' \bar{U}_{\text{ref}} - 2U_{\text{ref}}' \bar{U}_{\text{ref}}^2 \quad (3.13)$$

L'erreur quadratique moyenne vaut :

$$\bar{E}_{\text{erreur}} = \frac{E_{\text{erreur},10} + E_{\text{erreur},01}}{2} = \frac{U_{\text{ref}}'^2}{12} + \bar{U}_{\text{ref}} - \bar{U}_{\text{ref}}^2 \quad (3.14)$$

L'erreur quadratique peut être exprimée en fonction de la moyenne des deux erreurs quadratiques :

$$E_{\text{erreur},10} = \bar{E}_{\text{erreur}} \cdot \left(1 + \frac{U_{\text{ref}}' \bar{U}_{\text{ref}} - U_{\text{ref}}' \bar{U}_{\text{ref}}^2}{\frac{U_{\text{ref}}'^2}{12} + \bar{U}_{\text{ref}} - \bar{U}_{\text{ref}}^2} \right) \quad (3.15)$$

Nous obtenons les fonctions d'erreur représentées à la Fig. 3.14. Ces fonctions sont symétriques par rapport à la pente.

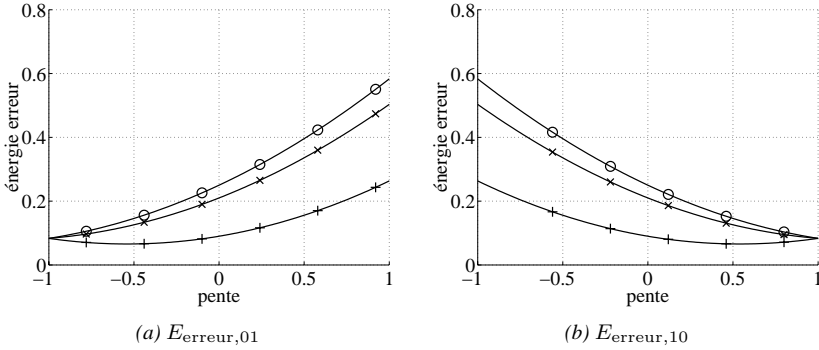


FIG. 3.14 : (a),(b) Erreurs quadratiques en fonction de la pente et du rapport cyclique : $d = 0.1(+)$, $d = 0.3(\times)$, $d = 0.5(o)$.

En première approximation, le terme $\frac{U_{\text{ref}}'^2}{12}$ peut être négligé puisque qu'il est nettement plus petit que $\overline{U}_{\text{ref}} - \overline{U}_{\text{ref}}^2$, l'expression devient :

$$E_{\text{erreur},10} = \overline{E}_{\text{erreur}} \cdot (1 + U_{\text{ref}}')$$
(3.16)

L'erreur est proportionnelle à la pente. Lorsque la pente du signal U_{ref}' est nulle, les 2 erreurs sont identiques, le choix du type de trame est indifférent. Dans tous les autres cas, il faut choisir l'une ou l'autre des trames, selon le signe de la pente. Ce résultat est valable, quelle que soit la référence, pourvu qu'elle soit monotone sur la durée de la trame, ou que le théorème d'échantillonnage soit respecté⁵.

3.2.2.2 Séquences de trames

Lorsque la paire de niveaux modulés ne change pas d'un échantillon à l'autre, c'est-à-dire lorsque la référence ne change pas de bande, nous pouvons avoir les séquences de trames $(v, v + 1, v, v + 1)$, $(v + 1, v, v + 1, v)$, $(v, v + 1, v + 1, v)$ ou finalement $(v + 1, v, v, v + 1)$ comme illustré à la Fig. 3.15.

3.2.2.3 Optimisation de la séquence de trame

D'après l'optimisation de l'erreur quadratique, il conviendrait de choisir une séquence $(v, v + 1, v, v + 1)$ pour une référence croissante et une séquence $(v +$

⁵ cela semble plus difficile à démontrer dans ce cas plus général.

1, $v, v + 1, v$) pour une référence décroissante. Cela n'est cependant pas judicieux, d'une part parce que ce type de séquence provoque deux fois plus de transition qu'une séquence avec inversion du motif $(v, v + 1, v + 1, v)$ ou $(v + 1, v, v, v + 1)$, et d'autre part, parce que lorsque la pente de la référence est faible, l'influence de la séquence de trame est faible sur l'erreur quadratique.

Lorsque la référence change de bande, pour une référence croissante, nous avons 4 séquences de trames possibles comme illustré à la Fig. 3.16 :

1. $(v, v + 1, v + 1, v + 2)$,
2. $(v, v + 1, v + 2, v + 1)$,
3. $(v + 1, v, v + 1, v + 2)$,
4. $(v + 1, v, v + 2, v + 1)$.

La première séquence est la plus judicieuse. C'est celle qui minimise l'erreur quadratique et le nombre de transitions. La dernière est la pire.

3.2.3 Principe d'optimisation des séquences de trames

3.2.3.1 Règles

Le modulateur optimisant les séquences de trames doit suivre les règles suivantes :

- lorsque la référence ne change pas de bande, les trames $(v, v + 1)$ et $(v + 1, v)$ sont alternées,
- lorsque la référence change de bande pour une bande croissante, une bande $(v, v + 1)$ est appliquée, $(v + 1, v)$ pour une bande décroissante.

Ce mécanisme permet de supprimer la pire des séquences et choisit la meilleure des séquences lorsque la référence change de bande plusieurs fois de suite.

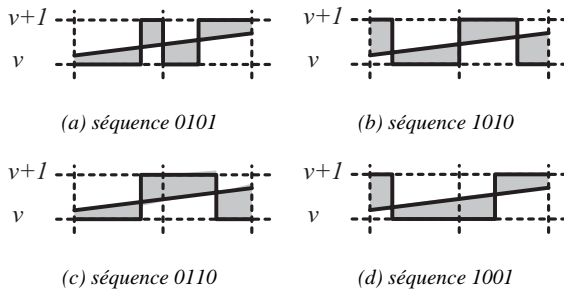


FIG. 3.15 : Séquences de trames possibles lorsque la référence ne change pas de bande

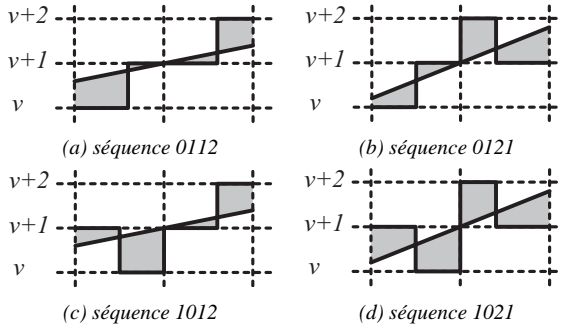


FIG. 3.16 : Séquences de trames possibles lorsque la référence passe à une bande supérieure

3.2.3.2 Algorithme d'implantation

L'organigramme de la Fig. 3.17 explique une méthode possible d'implantation de la méthode permettant d'optimiser les séquences de trames. Les 2 niveaux à moduler v_B et v_H sont les entrées du système : $v_B < v_H$. Le plus petit des niveaux précédemment modulés, $v_{B,-1}$, fait office de variable d'état qui permet de déterminer la paire de niveaux précédemment modulés. Les deux sorties du système sont les niveaux modulés par ordre d'apparition v_1 et v_2 . v_B suffit pour déterminer la paire de niveau à laquelle appartiendront les nouveaux niveaux à moduler v_1 et v_2 . En comparant v_B à $v_{B,-1}$, on détermine si la référence change de paire de niveau et si c'est pour une paire croissante ou décroissante. En fonction de la comparaison de ces grandeurs, l'ordre dans lequel il faut moduler v_B et v_H est déterminé de manière à minimiser le nombre de transitions et la distorsion harmonique. Ce mécanisme peut être simplement implanté par un programme à l'aide d'un microprocesseur, ou par une machine d'état à l'aide de composants logiques.

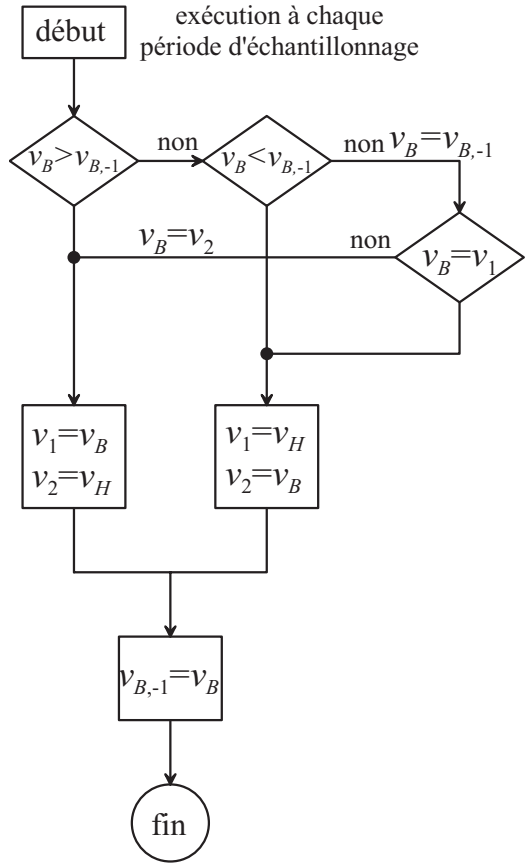


FIG. 3.17 : Organigramme d'implantation du modulateur amélioré

3.3 Méthodes d'évaluation des modulateurs

La performance d'un modulateur est caractérisée par sa capacité à générer un signal proche du signal de référence. La ressemblance entre les signaux d'entrée et de sortie d'un modulateur n'est pas aisée à déterminer sans critères précis. Différentes mesures permettent d'évaluer la distance entre les signaux d'entrée et de sortie d'un modulateur. Nous verrons que la classification d'un ensemble de modulateurs dépend de la mesure choisie. Il est donc important de déterminer les critères ou mesures les plus importants pour une application donnée avant de se prononcer. Les principales mesures sont passées en revue puis la manière de les obtenir est décrite.

3.3.1 Mesures

3.3.1.1 Mesure du spectre fréquentiel

Le spectre fréquentiel du signal de référence peut être comparé au spectre du signal de référence. A moins de disposer d'un gabarit objectif à ne pas dépasser, cette mesure ne se prête pas facilement à l'interprétation, parce que la comparaison de signaux doit être effectuée harmonique par harmonique.

3.3.1.2 Mesure de la distorsion totale

La distance entre le signal de référence et le signal modulé peut être mesurée par l'erreur quadratique entre le signal du modulateur et le signal de référence. Cette mesure est celle de l'énergie du signal d'erreur, c'est-à-dire de la distorsion totale. Elle peut être mesurée temporellement ou fréquentiellement, pour un signal périodique, elle s'exprime :

$$D_{\text{tot}}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_T (u_{\text{ref}}(t) - u_s(t))^2 dt \quad (3.17)$$

$$D_{\text{tot}}^2 = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} (U_{\text{ref},\nu} - U_{s,\nu})^* \cdot (U_{\text{ref},\nu} - U_{s,\nu}) \quad (3.18)$$

avec les signaux de référence et modulé se décomposant comme :

$$u_{\text{ref}}(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} U_{\text{ref},\nu} e^{i\nu \frac{2\pi}{T_{\text{mod}}} t} \quad u_s(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} U_{s,\nu} e^{i\nu \frac{2\pi}{T_{\text{mod}}} t} \quad (3.19)$$

3.3.1.3 Mesure de la distorsion harmonique, du retard et de l'erreur d'amplitude

La mesure de la distorsion totale est une mesure synthétique de type indice, mais elle ne suffit pas ou n'est pas toujours adaptée. Selon l'application, le retard introduit par le modulateur est un facteur plus ou moins important qui ne doit pas nécessairement rentrer en ligne de compte. Nous ne pouvons pas affirmer qu'un modulateur ne déformant pas le signal mais le retardant est un mauvais modulateur. Pourtant, en prenant pour critère de comparaison l'erreur quadratique, un modulateur ayant un retard important sera plus mal jugé qu'un modulateur avec un retard faible mais avec une déformation importante. Il en va de même avec les erreurs d'amplitude. Nous voyons les limites de la mesure de l'erreur quadratique. Pour pallier à ce défaut de mesure, la distorsion d'amplitude, le retard et la distorsion harmonique peuvent être mesurés séparément.

Pour un signal de référence sinusoïdal, la distorsion harmonique correspond simplement à la somme (3.18) sur toutes les composantes sauf celle de la référence :

$$D_{\text{harm}}^2 = \sum_{\nu \in \mathbb{Z} - \{-\nu_1, \nu_1\}} U_{s,\nu}^* \cdot U_{s,\nu} \quad (3.20)$$

avec $\nu_1 = P_d$ le rang harmonique du fondamental⁶.

Le déphasage entre la composante fondamentale et le signal de référence permet d'obtenir le retard du modulateur. Le rapport entre l'amplitude de cette composante et celle de la référence permet de mesurer l'erreur sur l'amplitude.

Nous disposons ainsi de 3 mesures séparées permettant de qualifier de manière plus fine les performances des modulateurs avec référence sinusoïdale.

3.3.1.4 Mesure de la déformation, du retard et de l'erreur d'amplitude pour des signaux non-sinusoïdaux

Pour un signal de référence non sinusoïdal, la distorsion harmonique n'a pas de sens étant donné que la référence est constituée d'harmoniques. Le terme distorsion harmonique fait place au concept de déformation du signal de référence. La mesure séparée du retard, de la distorsion en amplitude et de la déformation est moins évidente que pour le cas sinusoïdal.

Une séparation directe des harmoniques n'est pas possible. On peut cependant imaginer mesurer le retard introduit par le modulateur et la réponse en amplitude à l'aide de la fonction d'intercorrélation entre sa sortie et sa référence. Cette fonction mesure la ressemblance entre 2 signaux. La position du maximum de cette

⁶Le dénominateur de P , P_d détermine le rapport entre la fréquence fondamentale de la référence et la fréquence du plus petit harmonique du signal modulé (voir à ce propos §3.1.2.3).

fonction donne le retard de la sortie sur la référence et sa valeur normalisée donne la distorsion en amplitude. La déformation du signal de référence est alors obtenue en soustrayant de la sortie la référence retardée et amplifiée.

3.3.1.5 Mesure de la réponse en amplitude

Pour un système réglé, il est important que lorsque la grandeur de sortie du régulateur augmente de manière proportionnelle et continue, cette grandeur augmente effectivement de manière proportionnelle et continue. Si elle augmente plus rapidement localement, cela peut détériorer la réponse, voire conduire à des instabilités, de même si elle ne réagit que par palier, cela détériore également la réponse du système réglé.

Il est donc important de vérifier que le modulateur fournisse bien une réponse linéaire en amplitude.

3.3.1.6 Mesure de la distorsion harmonique pondérée

Souvent le signal utile est obtenu en filtrant le signal de sortie du modulateur par un intégrateur : dans un moteur par exemple, le modulateur délivre la trame de la tension, mais les grandeurs qui nous intéressent sont la qualité du couple, les pertes qui sont dépendantes de la forme du courant qui est lui-même dépendant du flux, c'est-à-dire de la tension intégrée.

Dans ce cas, la grandeur déterminante n'est pas la distorsion de la tension, mais la distorsion de la tension intégrée, ce qui donne une importance inversement proportionnelle à l'ordre des harmoniques.

Ces constatations introduisent une nouvelle mesure, la distorsion harmonique pondérée. La composante continue doit être traitée à part, sans quoi son coefficient de pondération est infini⁷. Dans la plupart des cas, un facteur de pondération unitaire convient pour la composante continue :

$$D_{\text{harm,pond}}^2 = U_{s,0}^2 + \sum_{\nu \in \mathbb{Z}^* - \{-\nu_1, \nu_1\}} \frac{1}{\nu^2} \cdot U_{s,\nu}^* \cdot U_{s,\nu} \quad (3.21)$$

3.3.2 Analyse par transformée de Fourier rapide

Le signal modulé peut être obtenu facilement à l'aide d'un modèle de simulation ou par mesure d'un dispositif expérimental. Le spectre fréquentiel est alors

⁷Ce qui est justifié puisque la moindre composante continue fait diverger le courant dans une inductance pure. Au contraire, dans certains cas, on ne se préoccupe pas de la valeur de la composante continue car on est capable de l'éliminer. Dans les autres cas, la composante continue peut remplacer le fondamental qui occupe le rang 1 et qui n'intervient pas dans la mesure de l'erreur.

obtenu simplement par transformée de Fourier rapide (FFT). La position des transitions du signal influençant fortement le contenu harmonique, un grand nombre d'échantillons est requis pour obtenir un résultat précis, cela conduit à un temps de calcul qui est considérable, particulièrement si le modulateur doit être évalué sur une grande plage de fonctionnement.

3.3.3 Analyse par double série de Fourier

Le calcul théorique des harmoniques d'un signal modulé en largeur d'impulsion est fastidieux, car il passe généralement par le calcul d'intégrales de Bessel. Lorsque l'échantillonnage est effectué par les porteuses, les instants d'échantillonnage dépendent de la valeur du signal de référence, ce qui constitue un des obstacles à l'analyse. Afin de contourner ces obstacles, et sur la base des travaux publiés dans [33], [34] propose de construire un signal auxiliaire à deux variables à partir du signal de référence et d'analyser ce signal.

3.3.3.1 Notations

Les signaux rentrant en jeu sont :

- le signal de référence du modulateur, $u_{\text{ref}}(t)$,
- sa porteuse, $p(t)$,
- le signal modulé $u_s(t)$.

Les paramètres sont :

- l'amplitude d'une porteuse crête à crête, qui correspond généralement au pas de l'onduleur ΔU ,
- le rapport P entre la fréquence de la porteuse, f_p et la fréquence du signal de référence, f_{ref} ,
- la pente de la porteuse a qui se déduit des autres paramètres et de la forme de la porteuse. Pour une porteuse triangulaire symétrique, a vaut :

$$a = 2 \cdot \Delta U \cdot f_p = 2P \cdot \Delta U \cdot f_{\text{ref}} \quad (3.22)$$

3.3.3.2 Signal auxiliaire

Pour illustrer l'explication de la méthode, nous prendrons comme exemple un modulateur 2 niveaux à échantillonnage naturel gouverné par une porteuse triangulaire symétrique. La sortie de ce modulateur s'écrit :

$$u_s(t) = \begin{cases} +\frac{\Delta U}{2} & \text{lorsque } u_{\text{ref}}(t) - p(t) \geq 0 \\ -\frac{\Delta U}{2} & \text{lorsque } u_{\text{ref}}(t) - p(t) < 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

Pour éviter de comparer le signal de référence à l'ensemble des segments de droite formant la porteuse, nous construisons un signal auxiliaire de deux variables qui doit permettre de reconstruire le signal modulé. Ce signal qui dépend de la méthode de modulation et de la valeur du signal de référence est illustré à la Fig. 3.18. Il est quantifié et prend les mêmes valeurs que le signal modulé, ici $+\Delta U/2$ dans les zones foncées, $-\Delta U/2$ dans les zones claires. Ces zones sont délimitées par des fonctions obtenues par transformation du signal de référence $u_{\text{ref}}(t)$. Les transformations de base sont la translation selon l'axe vertical et la symétrie selon l'axe horizontal. La référence n'est généralement pas tradatée le long de l'axe horizontal car ce dernier est associé au temps. Dans notre exemple, par translations et symétrie, nous construisons un signal périodique selon l'axe vertical. Cette périodicité permet de retrouver le signal par intersection avec un plan unique (il est vu sur sa tranche et traverse la page dans notre exemple). Le signal auxiliaire du modulateur 2 niveaux est décrit de la manière suivante :

$$f(x, y) = \begin{cases} +\frac{\Delta U}{2} & \text{si } u_{\text{ref}}(x) + k\Delta U \leq y < -u_{\text{ref}}(x) + (k+1)\Delta U, \quad k \in \mathbb{Z} \\ -\frac{\Delta U}{2} & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.24)$$

avec $f(x, y)$ le signal auxiliaire, x la variable associée au temps t .

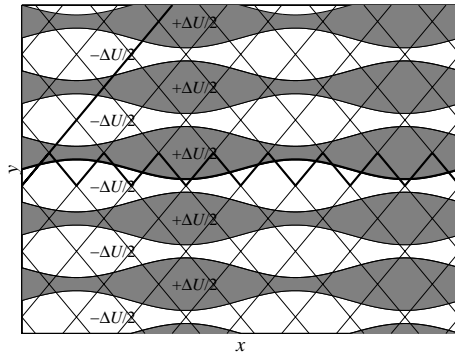


FIG. 3.18 : Signal auxiliaire d'un modulateur triangulaire ($\hat{U}_{\text{ref}} = 0.6\Delta U$, $P = 4$)

L'intersection du signal auxiliaire avec un plan perpendiculaire aux axes x et y , contenant l'origine et orienté selon la porteuse, nous permet de générer le signal modulé. Nous pouvons vérifier à la Fig. 3.18 que les intersections obtenues avec le plan dessiné sur la tranche en gras et avec la porteuse triangulaire en gras sont identiques. Le plan est défini par :

$$y = ax + 2k\Delta U \quad k \in \mathbb{Z} \quad (3.25)$$

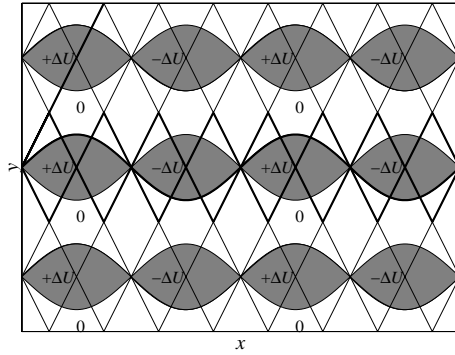


FIG. 3.20 : Signal auxiliaire d'un modulateur multiniveau avec porteuses alternées
 $(\hat{U}_{\text{ref}} = 0.6\Delta U, P = 4)$

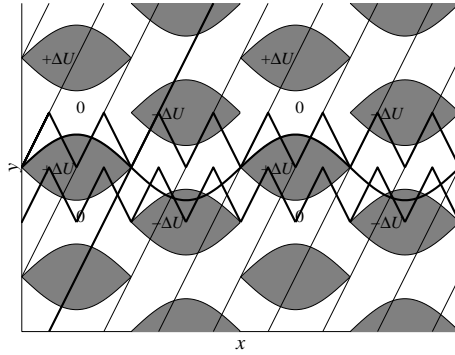


FIG. 3.21 : Signal auxiliaire pour un modulateur multiniveau avec porteuses en phase
 $(\hat{U}_{\text{ref}} = 0.6\Delta U, P = 4)$

3.3.3.3 Série de Fourier du signal auxiliaire

Le signal auxiliaire étant périodique selon les deux axes x et y , il peut se décomposer en une série de Fourier :

$$f(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_{m,n} e^{im\omega_x x + in\omega_y y} \quad (3.27)$$

Les coefficients sont obtenus par une intégrale double :

$$F_{m,n} = \frac{1}{T_x \cdot T_y} \int_{x_0}^{x_0+T_x} \int_{y_0}^{y_0+T_y} f(x, y) \cdot e^{-im\omega_x x - in\omega_y y} dy dx \quad (3.28)$$

avec $\omega_x = \frac{2\pi}{T_x}$ et $\omega_y = \frac{2\pi}{T_y}$. En général, cette intégrale se résout à l'aide d'intégrales de Bessel, ce qui conduit à des expressions relativement compliquées selon le modulateur. Pour le modulateur 3 niveaux à échantillonnage naturel à porteuses alternées, dont le signal auxiliaire est représenté à la Fig. 3.20, nous obtenons les coefficients (dont le développement peut être consulté en annexe E.1) :

$$F_{m,n} = \begin{cases} \frac{i\Delta U}{2n\pi} J_m \left(n\pi \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \right) \{(-1)^m - 1\} & \text{lorsque } n \neq 0 \\ \frac{m\hat{U}_{\text{ref}}}{2i} & \text{lorsque } n = 0 \text{ et } |m| = 1 \\ 0 & \text{lorsque } n = 0 \text{ et } |m| \neq 1 \end{cases} \quad (3.29)$$

où J_m est une fonction de Bessel de première espèce illustrée en Fig. 3.22.

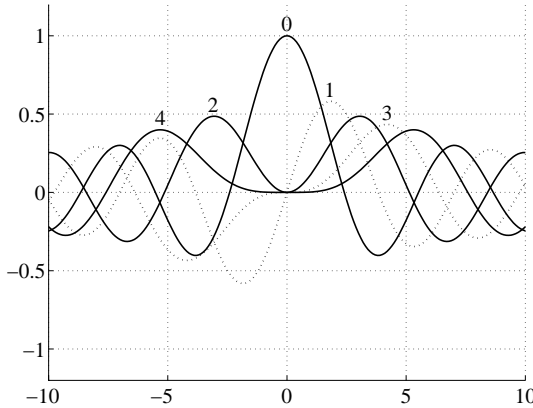


FIG. 3.22 : Famille de fonctions de Bessel $J_m(n\phi)$: $n\phi$ est l'argument de la fonction associée aux abscisses, m indice les différentes courbes.

En introduisant l'expression du signal modulé (3.26) dans la série (3.27), on obtient l'expression du signal modulé d'après les harmoniques du signal auxiliaire :

$$u_s(t) = f(t, at) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_{m,n} e^{i(m\omega_x + an\omega_y)t} \quad (3.30)$$

Pour le modulateur 3 niveaux, nous obtenons (une expression qui n'est pas trop compliquée) :

$$u_s(t) = \underbrace{\hat{U}_{\text{ref}} \sin(2\pi f_{\text{ref}} t)}_{\text{référence}} - \underbrace{\sum_{n \in \mathbb{Z}^*} \sum_{\frac{m-1}{2} \in \mathbb{Z}} \frac{i\Delta U}{n\pi} J_m \left(n\pi \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \right)}_{\text{distorsion totale}} e^{i 2\pi f_{\text{ref}} (m+Pn)t} \quad (3.31)$$

Le terme de gauche est égal au signal de référence, le terme de droite contient les harmoniques, la composante continue, la distorsion d'amplitude du fondamental et le retard.

3.3.3.4 Série de Fourier du signal modulé

Le signal modulé peut être obtenu à partir des coefficients de sa série de Fourier (ses harmoniques) :

$$u_s(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} U_{s,\nu} e^{i\nu\omega_{\text{mod}} t} \quad (3.32)$$

Il peut également être obtenu à partir des coefficients de la série de Fourier du signal auxiliaire en substituant ω_x par $\omega_{\text{ref}} = P_d \omega_{\text{mod}}$ et ω_y par $\frac{2\pi}{\Delta U}$, la relation (3.30) devient :

$$u_s(t) = f(t, at) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_{m,n} e^{i(m+Pn)\omega_{\text{ref}} t} \quad (3.33)$$

En identifiant les deux expressions (3.32) et (3.33), nous obtenons l'expression des harmoniques du signal modulé $U_{s,\nu}$ à partir des coefficients de la série de Fourier du signal auxiliaire. Chacun des termes de la double-série conduisant à la fréquence νf_{ref} contribue à l'harmonique correspondant $U_{s,\nu}$. Pour obtenir la valeur de l'harmonique de rang ν , il faut par conséquent additionner tous les coefficients de la série de Fourier du signal auxiliaire satisfaisant l'équation $m + Pn = \nu$, c'est-à-dire tout ceux qui appartiennent à la droite d'équation $n = -\frac{m}{P} + \frac{\nu}{P}$:

$$U_{s,\nu} = \sum_{\substack{(m,n) \in \mathbb{Z}^2 \\ m+Pn=\nu}} F_{m,n} \quad (3.34)$$

Cela est illustré à la Fig. 3.23. Les droites permettant d'obtenir les harmoniques sont parallèles et décalées le long de l'axe m . La pente des droites est inversement proportionnelle à P .

Bien que la référence soit le terme dominant de la série du fondamental du modulateur 3 niveaux, une infinité de termes satisfaisant $m + Pn = 1$ s'ajoutent

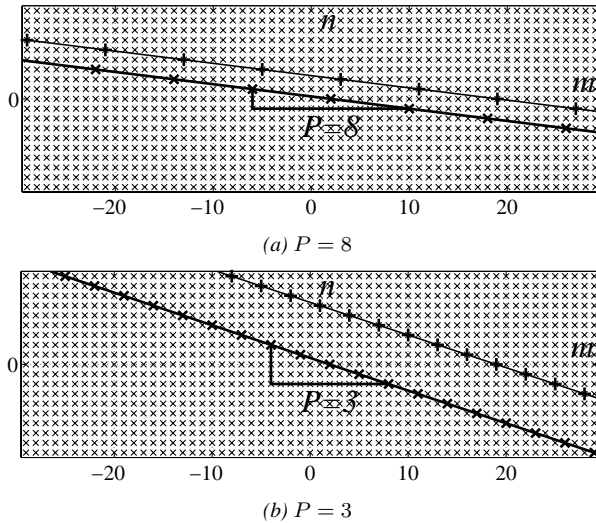


FIG. 3.23 : Les harmoniques du signal modulé sont obtenus en sommant les coefficients de la série du signal auxiliaire le long d'une droite. Droites des harmoniques $\nu = 2$ (\times), $\nu = 19$ (+).

à cette valeur. Ces termes ont une valeur d'autant plus faible que P est élevé : nous savons déjà que la distorsion d'amplitude du fondamental est d'autant plus faible que la fréquence de pulsation augmente. La valeur des autres harmoniques dépend fortement de P dont une infime variation conduit à sommer un ensemble de coefficients différents : nous savons en effet que des sous-harmoniques et des phénomènes de battements apparaissent en passant de P entier à P réel.

Les coefficients de la double-série n'étant ni de même signe, ni de même orientation, leur connaissance ne donnent pas d'information sur l'amplitude des harmoniques : un harmonique nul peut être obtenu en sommant un ensemble de coefficients non nuls. Cela empêche la comparaison terme à terme des coefficients de différents modulateurs en vue d'une évaluation comparative.

Il est important de ne faire la confusion entre les harmoniques du signal auxiliaire et les harmoniques du signal modulé. Les premiers n'ont pas de signification physique alors que les seconds contiennent l'énergie du signal modulé.

Dans la plupart des cas, une évaluation numérique de (3.32) est nécessaire pour obtenir les harmoniques du signal modulé en vue d'une mesure de performance. Dans ce but, nous approchons chacune des séries définissant un des harmoniques en sommant un nombre limité des coefficients de la double-série (3.29) satisfaisant (3.34). Cela rend cette méthode détournée relativement lourde, lente et peu précise. De plus son champ d'application est pratiquement limité aux références sinusoïdales.

3.3.4 Analyse par décomposition du signal en éléments simples

La caractéristique commune des signaux modulés en largeur d'amplitude est d'être construits comme un assemblage d'éléments rectangulaires d'amplitudes et de largeurs variables. Cela est mis en évidence à la Fig. 3.24(a) qui illustre un signal modulé et à la Fig. 3.24(b) où une des trames élémentaires composant le signal modulé est isolée.

Grâce à la linéarité de la série de Fourier, le spectre du signal modulé complet peut être obtenu en ajoutant les spectres des éléments rectangulaires le composant. Ainsi, la méthode consiste à :

1. identifier les trames élémentaires qui décomposent le signal modulé et les paramètres caractérisant ces trames en fonction de la référence,
2. calculer l'expression du spectre de la trame élémentaire en fonction des paramètres retenus,
3. en appliquant la linéarité de la transformée de Fourier et le théorème du retard, déduire l'expression du spectre du signal modulé si les relations liant les paramètres de trame à la référence sont suffisamment simples, sinon calculer ce spectre numériquement.

Il est assez aisé de constater que la plupart des modulateurs multiniveaux peuvent être décomposés en trames élémentaires de durées égales à la période d'échantillonnage et caractérisées chacune par deux niveaux et un rapport cyclique comme illustré à la Fig. 3.24(b).

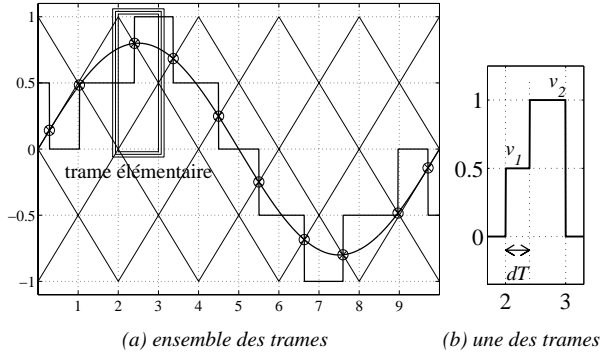


FIG. 3.24 : (a) le signal modulé peut être découpé en trames élémentaires, ici 10 trames ;
(b) la troisième des trames

3.3.4.1 Spectre d'une trame élémentaire

Le spectre d'une trame élémentaire caractérisée par son indice k , les 2 niveaux modulés $v_{1,k}$ et $v_{2,k}$ par ordre d'apparition, le rapport cyclique de modulation d_k et une durée de la trame égale à la période d'échantillonnage T_e , est :

$$U_k(\omega) = \frac{i}{\omega} \cdot \left[\overbrace{v_{1,k} \cdot (e^{-i\omega T_e} - 1)}^{\text{niveau de base } v_1} + \overbrace{(v_{2,k} - v_{1,k}) \cdot (e^{-i\omega T_e} - e^{-i\omega d_k T_e})}^{\text{partie modulée } v_2 - v_1} \right] \quad (3.35)$$

avec les paramètres de trame tels que définis à la Fig. 3.25.

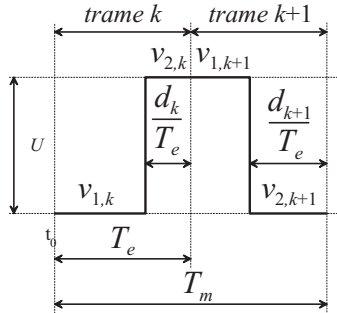


FIG. 3.25 : Deux trames élémentaires successives d'un modulateur triangulaire

3.3.4.2 Spectre du signal modulé

En appliquant la linéarité de la transformée de Fourier et le théorème du retard, nous obtenons le spectre du signal modulé en additionnant la contribution de chacune des trames sur une période du signal modulé :

$$U(\omega) = \sum_{k=0}^{P_t-1} U_k(\omega) \cdot e^{-i\omega k T_e} \quad (3.36)$$

Le signal modulé est caractérisé par P_t trames. Le nombre de trames est lié au nombre de période de modulation composant une période de signal modulé :

$$P_t = P_m P_n \quad (3.37)$$

avec P_m le nombre de trames composant une période de modulation (une dans le cas d'une dent de scie, deux dans le cas d'un triangle symétrique), P_n le numérateur du rapport entre la période du signal de référence et la période de modulation (cf. § 3.1.2.3). L'expression (3.36) est celle du spectre du signal pendant une seule période. Le spectre du signal périodique est obtenu en échantillonnant (fréquemment) le spectre continu et en le divisant par la période du signal modulé ($T_m = P_t T_e$) :

$$U_\nu = \frac{i}{2\pi\nu} \cdot \sum_{k=0}^{P_t-1} \left[v_{1,k} \cdot \left(e^{-i2\pi \frac{\nu d_k}{P_t}} - 1 \right) + (v_{2,k} - v_{1,k}) \cdot \left(e^{-i2\pi \frac{\nu}{P_t}} - e^{-i2\pi \frac{\nu d_k}{P_t}} \right) \right] \cdot e^{-i2\pi \frac{\nu k}{P_t}} \quad (3.38)$$

Contrairement à (3.28) et (3.34), cette expression n'est pas une série mais une somme finie qui ne comporte que des sinus. Elle est calculée à partir de la suite des paramètres caractérisant chacune des trames :

$$\begin{pmatrix} v_{1,k} \\ v_{2,k} \\ d_k \end{pmatrix} = \left\{ \begin{pmatrix} v_{1,0} \\ v_{2,0} \\ d_0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} v_{1,1} \\ v_{2,1} \\ d_1 \end{pmatrix}, \dots, \begin{pmatrix} v_{1,P_t} \\ v_{2,P_t} \\ d_{P_t} \end{pmatrix} \right\} \quad (3.39)$$

Ces derniers étant obtenus à partir de la suite des échantillons de la référence :

$$u_{\text{ref},i} = \{u_{\text{ref},0}, u_{\text{ref},1}, \dots, u_{\text{ref},P_t}\} \quad (3.40)$$

La principale difficulté et seule inexactitude de la méthode consiste à déterminer la valeur des échantillons de la référence des modulateurs à échantillonnage par

la porteuse. La méthode est exacte dans le cas des modulateurs discrets (à échantillonnage régulier), le lien entre la référence continue et la référence discrète étant linéaire. Dans les deux cas, les paramètres de trame sont obtenus à partir des échantillons de la référence, selon (3.2) et (3.3), la difficulté consistant à ordonner les niveaux v_B et v_H pour obtenir v_1 et v_2 .

3.3.4.3 Spectre d'un modulateur discret 3 niveaux

Dans le cas d'un modulateur discret 3 niveaux avec porteuses alternées auquel nous appliquons une référence sinusoïdale d'amplitude, de fréquence et de phase variable, le spectre du signal modulé calculé selon (3.38) vaut :

$$\begin{aligned}
 U_\nu = \frac{i\Delta U}{2\pi\nu} \cdot \left\{ \underbrace{\sum_{\substack{k \in \{0,2,\dots,2P_n-2\} \\ lP \leq k < (l+\frac{1}{2})P, l \in \mathbb{N}}} e^{-i2\pi\nu \frac{k+1}{P_t}} - e^{-\frac{i2\pi\nu}{P_t} \left[\frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \cdot \sin\left(\frac{2k\pi}{P} + \phi\right) + k \right]}}_{\text{trames 01 référence positive}} \right. \\
 + \underbrace{\sum_{\substack{k \in \{1,3,\dots,2P_n-1\} \\ lP \leq k < (l+\frac{1}{2})P}} e^{-\frac{i2\pi\nu}{P_t} \left[\frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \cdot \sin\left(\frac{2k\pi}{P} + \phi\right) + k \right]} - e^{-i2\pi \frac{\nu k}{P_t}}}_{\text{trames 10 référence positive}} \\
 - \underbrace{\sum_{\substack{k \in \{0,2,\dots,2P_n-2\} \\ (l+\frac{1}{2})P \leq k < (l+1)P}} e^{-i2\pi\nu \frac{k+1}{P_t}} - e^{\frac{i2\pi\nu}{P_t} \left[\frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \cdot \sin\left(\frac{2k\pi}{P} + \phi\right) - k \right]}}_{\text{trames 01 référence négative}} \\
 \left. - \underbrace{\sum_{\substack{k \in \{1,3,\dots,2P_n-1\} \\ (l+\frac{1}{2})P \leq k < (l+1)P}} e^{\frac{i2\pi\nu}{P_t} \left[\frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \cdot \sin\left(\frac{2k\pi}{P} + \phi\right) - k \right]} - e^{-i2\pi \frac{\nu k}{P_t}}}_{\text{trames 10 référence négative}} \right\} \quad (3.41)
 \end{aligned}$$

Dans le cas général, bien que tous ses termes soient connus et en nombre fini, la somme (3.38) ne se prête pas à une interprétation sans évaluation numérique. Elle est toutefois exacte et son calcul est d'autant plus rapide que le nombre de trames P_t est petit.

Cette méthode est particulièrement adaptée aux modulateurs discrets et à ceux s'exprimant sous forme d'algorithmes. Elle convient bien pour évaluer numériquement le spectre du signal modulé pour une référence quelconque.

3.4 Evaluation des performances des modulateurs

Dans cette partie, nous évaluerons les performances des principaux modulateurs présentés. Nous désignerons ces modulateurs de manière abrégée :

- PPEN : modulateur avec porteuses en phase et échantillonnage naturel,
- PAEN : modulateur avec porteuses alternées et échantillonnage naturel,
- PPER : modulateur avec porteuses en phase et échantillonnage à pas réguliers,
- PAER : modulateur avec porteuses alternées et échantillonnage à pas réguliers,
- MTO : modulateur avec trames orientées,

Les mesures retenues pour l'évaluation seront :

- la distorsion harmonique, D_{harm} ,
- la distorsion harmonique pondérée par la fréquence, $D_{\text{harm,pond}}$.

3.4.1 Evaluation pour les applications monophasées

Nous vérifions aux Fig. 3.26(a), (b), (c) et (d) que le modulateur à trames orientées est un petit peu plus performant que les autres. Lorsque le rapport P augmente aux Fig. 3.26(e) et (f), les disparités s'atténuent.

Aux Fig. 3.26(b), (d) et (f), la distorsion harmonique pondérée par la fréquence est plus élevée pour le modulateur PPEN à cause de la présence d'une composante continue et d'harmoniques pairs de bas rang.

3.4.1.1 Sensibilité de l'échantillonnage naturel

A la Fig. 3.26(c), le modulateur PAEN présente les meilleures performances pour certains points de fonctionnement en termes de distorsion harmonique. Au contraire, il présente les moins bonnes performances pour d'autres points de fonctionnement, comme à la Fig. 3.26(b). Cela est dû à la sensibilité de l'échantillonnage (naturel) au signal de référence. Ce type d'échantillonnage devrait être évité chaque fois que le signal de référence est mal connu, comme par exemple lorsqu'il provient de la sortie d'un régulateur.

3.4.2 Evaluation pour les applications triphasées

Le modulateur proposé (MTO) ne donne pas les résultats escomptés. En effet, les bénéfices obtenus en terme de poursuite de la tension simple sont plus faibles que la distorsion introduite lorsque les trames sont orientées différemment d'une

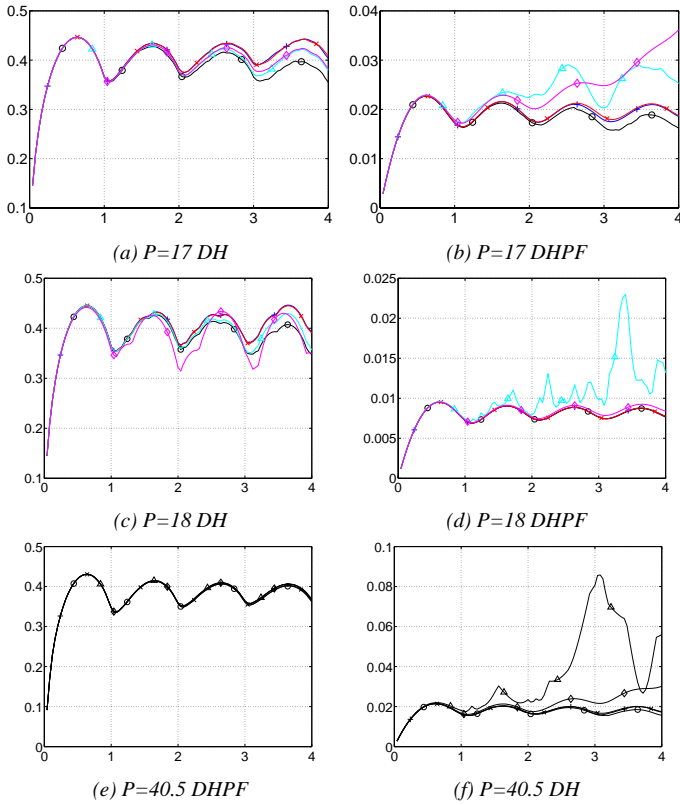


FIG. 3.26 : Distorsion harmonique sur la tension simple ($\phi = 0^\circ$) : PAER (\times), PPER (+), PAEN (\diamond), PPEN (\triangle), TOER (\circ) ; axe horizontal : amplitude. Les amplitudes et distorsions sont rapportées au pas du modulateur.

phase à l'autre⁸. Les modulateurs avec porteuses en phase, PPEN et PPER, sont clairement plus performants en termes de distorsion harmonique. Le modulateur PPEN présente cependant une mauvaise distorsion harmonique pondérée par la fréquence à cause de la composante continue et des harmoniques paires qui ne sont pas réduits par la composition des tensions Fig. 3.29.

⁸l'intérêt d'utiliser des porteuses en phase pour les applications polyphasées a été discuté au §3.1.4.1.

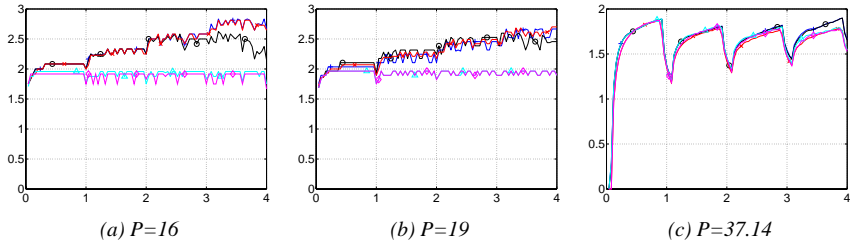


FIG. 3.27 : Nombre de transitions par période du modulateur ($\phi = 0^\circ$) : PAER (\times), PPER (+), PAEN (\diamond), PPEN (\triangle), TOER (\circ) ; axe horizontal : amplitude.

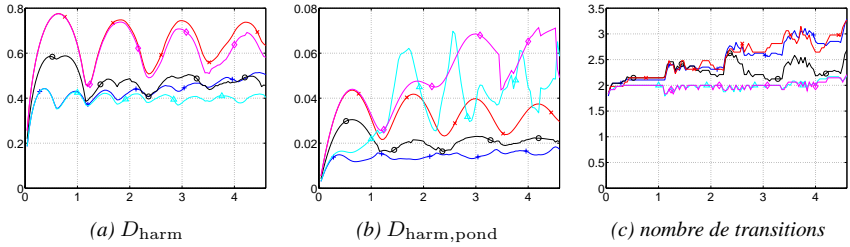


FIG. 3.28 : Distorsion harmonique sur la tension composée et nombre de transitions avec injection d'harmonique 3 pour augmenter l'amplitude maximale ($P = 16$, $\phi = 25^\circ$) : PAER (\times), PPER (+), PAEN (\diamond), PPEN (\triangle), TOER (\circ) ; axe horizontal : amplitude.

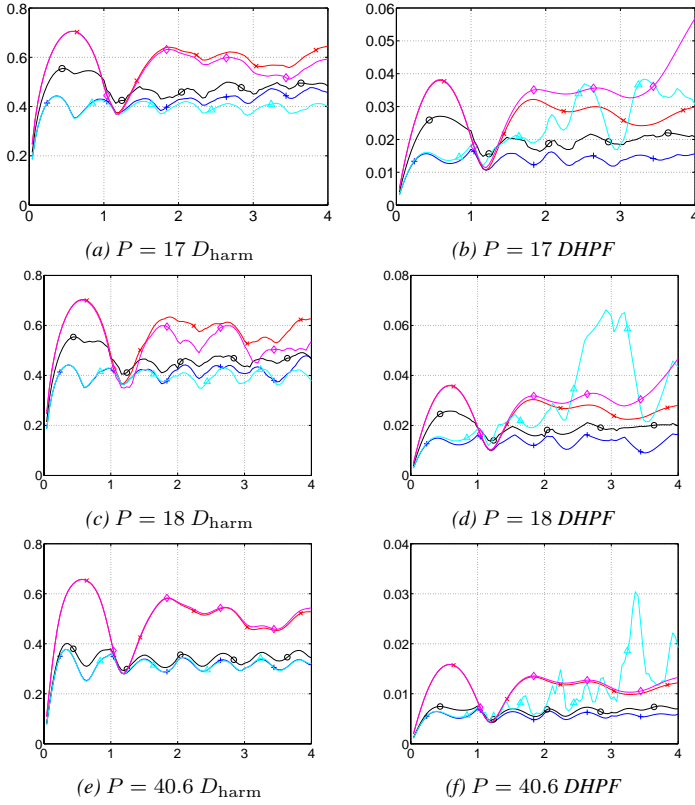


FIG. 3.29 : Distorsion harmonique sur la tension composée ($\phi = 0^\circ$) : \times PAER, $+$ PPER, \diamond PAEN, \triangle PPEN, \circ MTO. axe horizontal : amplitude. Les amplitudes et distorsions sont rapportées au pas du modulateur.

3.5 Répartition des niveaux

En télécommunications, une des normes de compression utilise une loi de quantification logarithmique qui permet de mieux reproduire les signaux de petites amplitudes et d'éviter qu'ils soient noyés dans le bruit.

En électronique de puissance, les niveaux des onduleurs idéaux sont toujours considérés comme étant répartis uniformément sur un intervalle. Lorsque les tensions d'alimentation sont déséquilibrées, les niveaux sont déplacés. Le pas varie au cours du temps en fonction du couple de niveaux adjacents choisi et au gré des fluctuations des tensions d'alimentation des cellules de l'onduleur. Comme ces tensions ne sont jamais rigoureusement équilibrées, le pas n'est jamais parfaitement uniforme. Cependant, ces irrégularités ne sont ni très marquées, ni un effet recherché. Au contraire, on cherche à les minimiser en équilibrant les tensions d'alimentation.

L'objectif étant de générer un signal reproduisant le mieux possible les propriétés d'un signal de référence, il est légitime de se demander si la répartition uniforme des niveaux est la plus adaptée à cette tâche.

Nous pourrions imaginer déséquilibrer volontairement les tensions d'alimentation afin d'obtenir une répartition donnée. Toutefois, les règles de génération des niveaux des onduleurs multiniveaux ne permettent pas d'obtenir n'importe quelle répartition de niveaux. Disposant par exemple d'un convertisseur composé de 2 cellules 3 niveaux connectées en série, nous pouvons agir sur l'amplitude de l'ensemble des niveaux et sur le rapport des deux tensions d'alimentations pour générer un maximum de 9 niveaux. Les répartitions de niveaux qui peuvent être obtenues sont relativement limitées.

En faisant abstraction des possibilités des onduleurs, nous supposons être en mesure de choisir individuellement tous les niveaux de l'onduleur. Disposant d'un nombre de niveaux donné, nous tenterons alors de déterminer la répartition de niveaux la plus adaptée pour reproduire une catégorie de signaux spécifiée. La distribution des amplitudes du signal de référence est un élément clé pour résoudre ce problème.

3.5.1 Répartitions types de la référence

La distribution des valeurs que prend un signal triangulaire est uniforme sur l'intervalle allant de la plus petite à la plus grande des amplitudes, comme illustré à la Fig. 3.30(a). En conséquence, un ensemble de niveaux répartis uniformément sur cet intervalle semble adapté pour reproduire un tel signal.

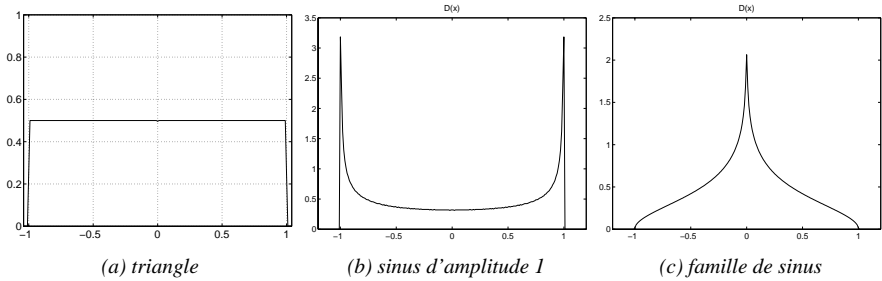


FIG. 3.30 : Quelques densités de répartitions d'amplitude de signaux : (a) triangle d'amplitude 1 (b) sinusoïde d'amplitude 1 (c) ensemble de sinusoïdes dont les amplitudes sont équiprobables entre 0 et 1

Pour un signal sinusoïdal, la pente est maximale autour de zéro et minimale vers la valeur de crête. Autrement dit, le signal passe rapidement autour de zéro et lentement autour de la valeur de crête. La densité de répartition est donc plus élevée pour les valeurs extrêmes, comme représenté à la Fig. 3.30(b). Une erreur donnée aura globalement moins d'impact autour de zéro qu'autour de la valeur de crête. Avec le même nombre de niveaux, un pas plus fin vers les valeurs extrêmes et plus grossier vers zéro devrait permettre une meilleure reproduction du signal.

Ces arguments sont intuitifs et qualitatifs, ils ne permettent pas de déterminer la répartition la plus adaptée. Afin de déterminer cette répartition, examinons les différentes méthodes pour générer un signal à l'aide d'un ensemble de niveaux et les moyens d'évaluer les résultats obtenus.

3.5.2 Représentation la plus proche de la référence

La méthode la plus simple pour générer une image de la référence $u_{\text{ref}}(t)$ consiste à choisir en tout instant le niveau de l'onduleur le plus proche par quantification de la référence. Le signal obtenu, $u_s(t)$, est le plus proche de $u_{\text{ref}}(t)$, il minimise l'erreur quadratique D_{tot} :

$$D_{\text{tot}}^2 = \frac{1}{T_{\text{mod}}} \int_{T_{\text{mod}}} (u_s(t) - u_{\text{ref}}(t))^2 dt \quad (3.42)$$

On peut déterminer l'erreur en fonction de la valeur du signal u_{ref} comme illustré aux Fig. 3.31(a) et (b). Cette erreur est nulle lorsque u_{ref} coïncide avec un des niveaux de l'onduleur. Ailleurs, elle est égale à la distance au niveau le plus proche. En faisant le produit de cette erreur avec la densité de répartition des amplitudes d'un signal donné, on obtient l'erreur moyenne du signal en fonction de l'amplitude comme illustré aux Fig. 3.31 (c) et (d). La surface de cette erreur moyenne

constitue une mesure de performance de la répartition des niveaux choisie pour une classe de signaux de densité de répartition donnée.

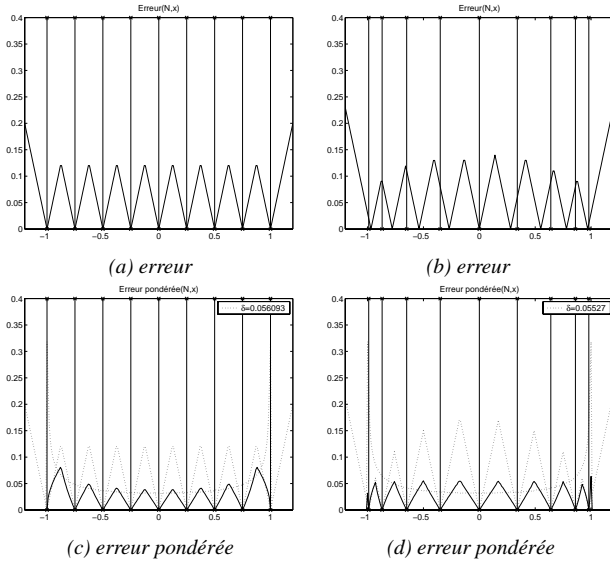


FIG. 3.31 : (a) (b) Erreurs fonctions de la valeur du signal de référence pour 2 distributions de niveaux ; (c) (d) Mêmes erreurs mais pondérées par la densité de répartition d'un signal sinusoïdal.

3.5.3 Propriétés du signal quantifié : relation entre l'erreur quadratique et la distorsion harmonique

Lorsque la référence est sinusoïdale, les mesures utilisées sont basées sur l'évaluation des harmoniques plutôt que sur l'erreur quadratique. Cette dernière peut se décomposer en une somme d'harmoniques. L'expression de la distorsion totale, (3.18), se réécrit en prenant en considération que la période du signal quantifié est toujours égale à la période de la référence⁹ ($T_{\text{ref}} = T_{\text{mod}}, \nu_1 = 1$) :

$$D_{\text{tot}}^2 = 2 \|U_{\text{ref},1} - U_{s,1}\|^2 + \|U_{\text{ref},0} - U_{s,0}\|^2 + 2 \sum_{\nu=2}^{\infty} \|U_{\text{ref},\nu} - U_{s,\nu}\|^2 \quad (3.43)$$

⁹nous n'utilisons que les coefficients de rang harmonique positif, ce qui fait apparaître un facteur 2 devant les harmoniques de rang non nul.

Lorsque la référence, $u_{\text{ref}}(t)$, est purement sinusoïdale, l'expression se simplifie :

$$D_{\text{tot}}^2 = 2 \|U_{\text{ref},1} - U_{s,1}\|^2 + \|U_{s,0}\|^2 + 2 \sum_{\nu=2}^{\infty} \|U_{s,\nu}\|^2 \quad (3.44)$$

L'ensemble des niveaux reproduisant au mieux une sinusoïde est symétrique par rapport à zéro. Le choix du niveau le plus proche conduira donc à un signal sans composante continue :

$$D_{\text{tot}}^2 = \underbrace{2 \|U_{\text{ref},1} - U_{s,1}\|^2}_{\text{distorsion d'amplitude}} + \underbrace{2 \sum_{\nu=2}^{\infty} \|U_{s,\nu}\|^2}_{\text{distorsion harmonique}} \quad (3.45)$$

Il subsiste deux termes dans cette expression. Le premier terme contient l'erreur d'amplitude ou distorsion d'amplitude ainsi que le retard ou la distorsion de phase, regroupés sous la distorsion du fondamental, D_{fond}^2 . Le deuxième terme ne contient que la valeur de la distorsion harmonique D_{harm}^2 . Le signal quantifié est le plus proche de la référence, il produit la plus petite erreur en tout instant. Lorsque l'ensemble de niveaux est symétrique par rapport à zéro, le fondamental, $U_{s,1}$, n'est pas retardé et est en phase avec la référence, $U_{\text{ref},1}$. S'il existe un autre signal $u'_s(t)$ dont le fondamental est plus proche de la référence, $u_{\text{ref}}(t)$, nous aurons :

$$\begin{cases} D_{\text{fond}}'^2 < D_{\text{fond}}^2 \\ D_{\text{tot}}'^2 > D_{\text{tot}}^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} D_{\text{fond}}'^2 < D_{\text{fond}}^2 \\ D_{\text{fond}}'^2 + D_{\text{harm}}'^2 > D_{\text{fond}}^2 + D_{\text{harm}}^2 \end{cases} \quad (3.46)$$

$$\Rightarrow D_{\text{harm}}'^2 > D_{\text{harm}}^2$$

Le signal qui provoque l'erreur quadratique la plus faible provoque également la distorsion harmonique la plus faible. Un signal plus proche par le fondamental est forcément plus éloigné par les harmoniques. La distorsion harmonique obtenue par quantification est une borne inférieure infranchissable. Le signal qui ne présente pas de distorsion d'amplitude présente une distorsion harmonique plus grande que celle du signal quantifié.

Bien que ses propriétés le rendent intéressant comme outil théorique d'évaluation, la quantificateur n'est généralement pas un dispositif de modulation approprié. Pour s'en convaincre, il suffit d'examiner le comportement d'un convertisseur dont la sortie serait obtenue par quantification. Il ne délivrerait aucune tension tant que la référence ne dépasserait pas son demi-pas et d'autre part, sa réponse en amplitude serait fortement non-linéaire, ce qui pourrait conduire à des instabilités du système réglé.

3.5.4 Méthodes d'optimisation de la distribution des niveaux

3.5.4.1 Distribution de niveaux calculée

Supposons en première approximation que les niveaux soient continûment répartis sur un intervalle au lieu d'être placés ponctuellement. La densité de niveaux devrait être inversement proportionnelle à la densité de répartition du signal à reproduire ou à son carré selon l'erreur à minimiser. La construction d'une distribution de niveaux basée sur cette première approximation est illustrée à la Fig. 3.32(b) pour un signal sinusoïdal. Elle conduit à une solution qui réduit l'erreur par rapport à la répartition uniforme, mais qui reste éloignée de l'optimum. Ce constat nous a conduit à utiliser un algorithme génétique afin de déterminer des répartitions plus proches de l'optimum.

3.5.4.2 Meilleur quantificateur

Une optimisation consiste à rechercher la distribution de niveaux minimisant l'erreur quadratique obtenue par quantification N_{quant} . Cette distribution est illustrée à la Fig. 3.32(c) pour un signal sinusoïdal. Elle ne permet pas d'atteindre toute la gamme d'amplitude du signal.

3.5.4.3 Meilleur quantificateur à bornes fixées

Il ne suffit pas que l'onduleur reproduise un signal le plus proche possible du signal de référence. Il faut également qu'il soit capable de délivrer la puissance requise pour tous les régimes de fonctionnement. Pour cela, il doit être capable d'atteindre une amplitude donnée qui fixe ses niveaux extrêmes à une valeur minimale et maximale. La deuxième optimisation consiste donc à rechercher la distribution de niveaux, dont deux sont fixés, qui minimise l'erreur quadratique. Cette distribution est illustrée à la Fig. 3.32(d) pour un signal sinusoïdal.

3.5.4.4 Meilleurs modulateurs

Comme nous l'avons vu précédemment, bien qu'il permette d'obtenir le signal le plus proche de la référence à partir d'un ensemble de niveaux donnés, le quantificateur a l'inconvénient de présenter une réponse en amplitude non-linéaire. La modulation des niveaux adjacents à la référence engendre une réponse en amplitude de meilleur qualité pour une distorsion harmonique un peu plus élevée. Nous supposons pour cette optimisation que la période de modulation est infiniment courte, ce qui nous fournit un résultat indépendant de l'agencement des trames. Nous effectuons deux optimisations, l'une avec bornes libres, l'autre avec bornes fixées.

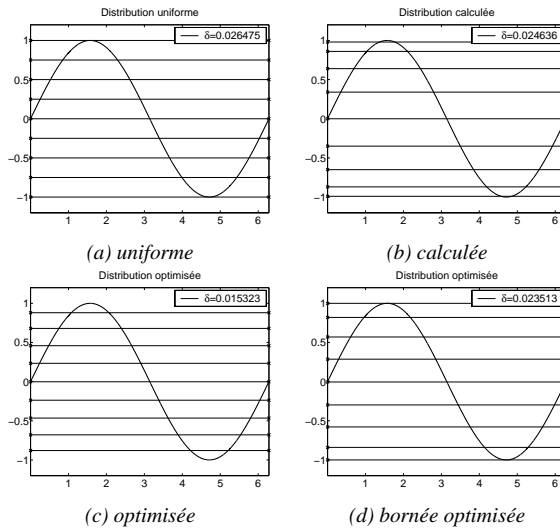


FIG. 3.32 : Quelques distributions possibles de niveaux pour générer un signal sinusoïdal par quantification et l'erreur quadratique associée notée ici δ

3.5.5 Optimisation des distributions de niveaux

A la Fig. 3.33, nous illustrons les distributions optimales de niveaux obtenues par différentes méthodes :

- (A) distribution uniforme,
- (B) distribution calculée,
- (C) optimisation de la surface de l'erreur de quantification,
- (D) optimisation de l'erreur quadratique de quantification,
- (E) optimisation de l'erreur quadratique de modulation,
- (F) optimisation de la surface de l'erreur de quantification avec deux niveaux fixés,
- (G) optimisation de l'erreur quadratique de quantification avec deux niveaux fixés,
- (H) optimisation de l'erreur quadratique de modulation avec deux niveaux fixés.

Les optimisations sont effectuées pour plusieurs familles de signaux types.

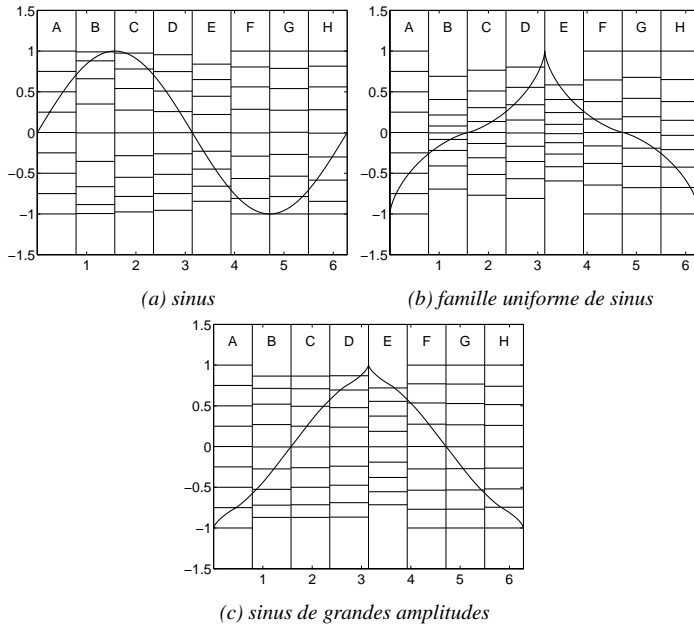


FIG. 3.33 : Quelques distributions possibles de niveaux. Nous illustrons un signal type représentatif de chaque distribution.

3.5.5.1 Sinusoïde d'amplitude constante

Le signal de référence sera une sinusoïde d'amplitude constante pour des applications où l'onduleur sert d'interface au réseau. Dans ce cas, la référence sera mieux reproduite par des niveaux plus resserrés en périphérie, comme illustré à la Fig. 3.33(a).

3.5.5.2 Famille uniforme de sinusoïdes

Nous pourrions rencontrer ce type de référence dans les entraînements à vitesse variable. La distribution des valeurs d'une famille de sinusoïdes d'amplitudes variables, toutes les amplitudes étant équiprobables entre zéro et l'amplitude maximale est inverse de celle d'une sinusoïde d'amplitude constante. Les valeurs proches de zéro sont plus présentes car elles sont utilisées pour toutes les amplitudes, tandis que les valeurs extrêmes ne sont utilisées que pour les plus grandes amplitudes. Au contraire de la distribution optimale pour une sinusoïde, la distribution optimale est davantage resserrée autour de zéro, comme illustré à la Fig. 3.33(b).

3.5.5.3 Autre famille de sinusoïdes

Pour certains entraînements à vitesse variable, les régimes les plus fréquents sont proches de la vitesse nominale. Nous recherchons la distribution de niveaux optimale pour une famille de sinusoïdes d'amplitudes variables, les fortes amplitudes étant plus probables que les faibles (1% d'utilisation de 0 à 50% de l'amplitude, 9% de 50% à 75% d'amplitude, 90% de 75% à 100%). La Fig. 3.33(c) illustre les distributions obtenues. La distribution des valeurs du signal est relativement uniforme, de sorte que les distributions optimales des niveaux sont également assez uniformes.

3.5.6 Bilan des optimisations

Plusieurs points sont à retenir des analyses de répartitions optimisées :

1. Différents signaux assez typiques de ce que l'on peut rencontrer en électronique de puissance ont des distributions de niveaux assez différentes. Il faut déterminer assez précisément les besoins de l'application pour pouvoir établir une répartition optimisée.
2. Les résultats varient dans une moindre mesure avec la méthode de génération du signal modulé (quantification ou modulation).
3. Les niveaux extrêmes doivent être fixés car ils bornent l'intervalle d'amplitude atteignable par l'onduleur.
4. Pour une application donnée, connaissant précisément la répartition de la référence, il faudrait reprendre l'optimisation en prenant en considération les possibilités de la structure. Les onduleurs multiniveaux asymétriques perdent les propriétés de modulation optimisée à partir du moment où le pas n'est plus uniforme, de sorte qu'il faut choisir entre cette dernière propriété et un petit gain possible en termes d'erreur.

3.6 Conclusions

Nous avons établi une méthode d'évaluation des modulateurs qui est à la fois simple, rapide et précise. Elle est même exacte pour les modulateurs discrets et particulièrement adaptée aux modulateurs dont le fonctionnement est décrit par un algorithme.

Nous avons montré l'importance du mode d'échantillonnage de la référence et l'avantage des modulateurs discrets dont les performances sont presque insensibles au signal de référence.

Nous avons développé un modulateur à trames orientées qui permet une reproduction optimale des signaux avec une légère réduction du nombre de transitions.

Ce modulateur est d'autant plus performant que la pente du signal (proportionnelle à P) est élevée. Le modulateur discret à porteuses en phase est cependant plus performant pour les applications triphasées, car il délivre une tension composée de meilleure qualité.

Les résultats de ce chapitre ne sont pas limités aux onduleurs multiniveaux asymétriques, ils sont généraux et applicables à la plupart des structures d'onduleurs multiniveaux.

Stratégies de commande

4.1 Introduction

La commande regroupe l'ensemble des mécanismes permettant d'imposer un point de fonctionnement ou une trajectoire à l'onduleur. Elle génère les signaux de contrôle des interrupteurs à partir du signal modulé. Cette opération est triviale lorsqu'il n'y a qu'une façon de générer chaque niveau, c'est-à-dire lorsqu'il y a absence de niveaux redondants. Dans le cas contraire, une stratégie doit être élaborée, et c'est à cet aspect que nous nous attacherons dans ce chapitre.

4.1.1 Structure de la commande

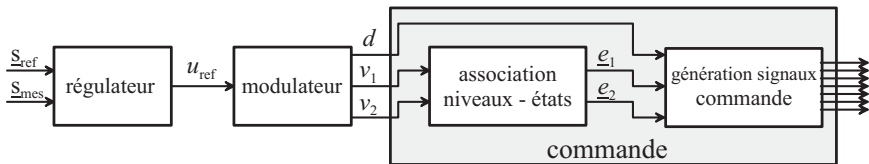


FIG. 4.1 : Schéma fonctionnel de la commande d'un onduleur multiniveau

La commande peut être divisée en deux fonctions illustrées par le diagramme de la Fig. 4.1¹. Une première fonction associe la trame formée des niveaux à moduler à la trame des signaux de commande des interrupteurs à moduler. Les rapports cycliques de ces deux trames sont généralement identiques, les états des interrupteurs à associer à chacun des niveaux à moduler sont déterminés sur la base d'une

¹Nous avons repris le diagramme introduit au chapitre 3 à la Fig. 3.2 en focalisant cette fois sur la partie commande.

stratégie prédéfinie. Une deuxième fonction retranscrit l'information discrète formée par les deux états à moduler et leur rapport cyclique en signaux continus permettant de commander les interrupteurs.

4.1.2 Génération des signaux de commande

Au chapitre 3, nous avons décomposé le signal modulé en trames élémentaires durant chacune une période d'échantillonnage. Chaque trame est composée de deux niveaux successifs appliqués avec un rapport cyclique. Trois signaux décrivent le signal modulé selon la représentation par trames élémentaires :

1. le signal associé au premier niveau de la trame, v_1 ,
2. le signal associé au deuxième niveau de la trame, v_2 ,
3. le signal binaire sélectionnant quel niveau est activé à un instant donné s_{sel} .

La Fig. 4.3 situe ces trois signaux, à l'aide desquels il est possible de reconstruire le signal modulé à partir d'un multiplexeur, comme illustré à la Fig. 4.2.

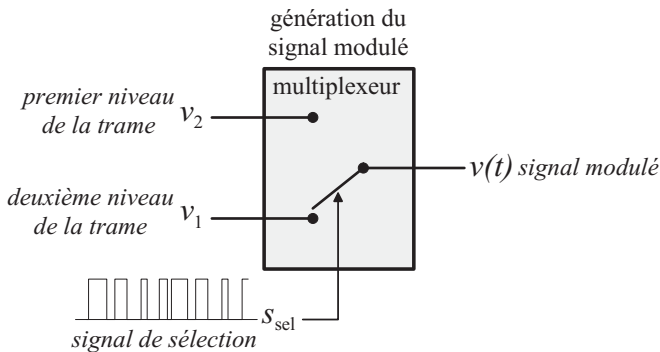


FIG. 4.2 : Génération du signal modulé à l'aide d'un multiplexeur

Cette représentation du signal modulé souligne la ressemblance entre la trame des niveaux à moduler et la trame des ensembles de signaux permettant d'activer les deux niveaux correspondant. La structure de ces deux trames est identique, de sorte que le passage de l'une à l'autre est immédiat en remplaçant les deux niveaux à moduler par les deux états de commande des interrupteurs qui y sont associés, comme représenté à la Fig. 4.4.

Cette représentation a surtout un intérêt pratique. En termes de conception de la commande, elle met en évidence la possibilité de réaliser facilement un modulateur multiniveau à l'aide d'un seul modulateur deux niveaux et d'un multiplexeur. Ces composants étant standards, l'implémentation des fonctions de modulation et de commande est grandement simplifiée.

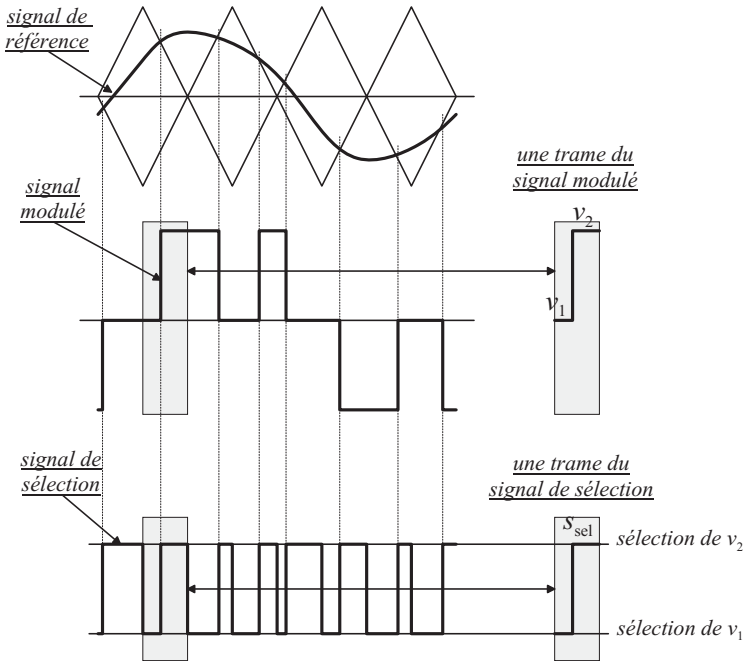


FIG. 4.3 : Association des niveaux à moduler aux états à moduler à l'aide d'un signal de sélection

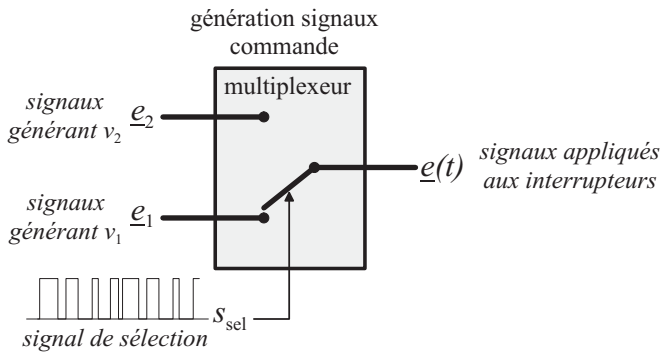


FIG. 4.4 : Génération des signaux de commande à l'aide d'un multiplexeur

4.2 Stratégies de minimisation des commutations : onduleurs monophasés

Dans cette section, nous décrirons les méthodes permettant de choisir les états qui minimisent les commutations lorsqu'il y a des niveaux redondants.

4.2.1 Etat de l'art : décomposition de la référence

4.2.1.1 Principe

Cette méthode a été introduite par R. Lund et M. Manjrekar en 1999 dans [35]. Elle est adaptée aux configurations de convertisseurs vérifiant la condition de modulation optimisée (2.33), pour lesquelles elle assure que seule la cellule de tension la plus basse module à la fréquence de pulsation apparente.

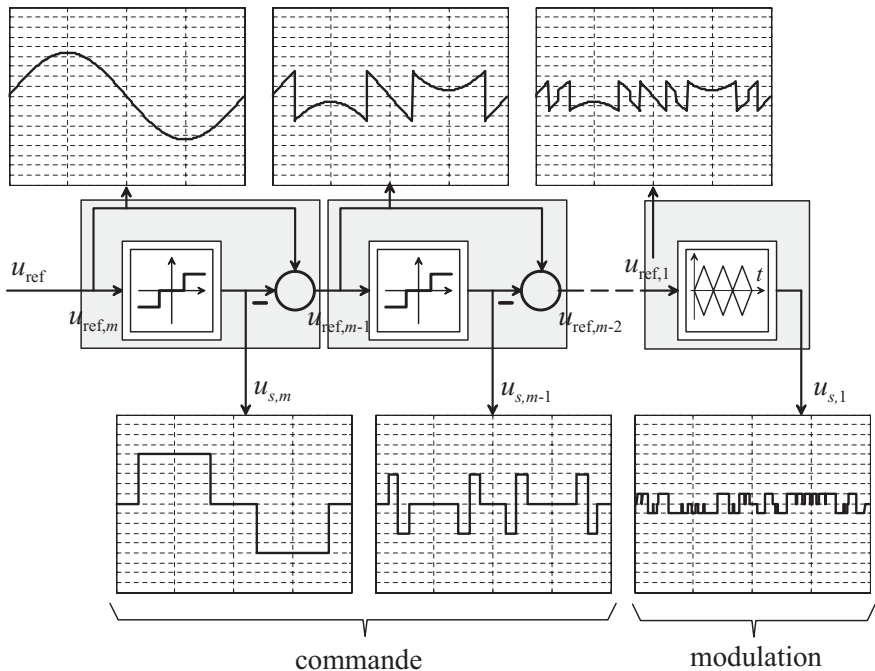


FIG. 4.5 : La tension des cellules est calculée de la cellule plus haute tension à la cellule plus basse tension, en soustrayant à chaque fois de la référence la tension sélectionnée.

La référence **de l'onduleur** est décomposée successivement afin d'obtenir les références et tensions de sortie de chacune **des cellules** (Fig. 4.5). La cellule de plus haute tension approche grossièrement la référence. Chaque cellule de pas plus petit corrige l'ébauche précédente et permet d'approcher plus finement l'objectif. Le principe est illustré à la Fig. 4.5. La tension de référence de chacune des cellules est obtenue à partir des tensions de référence et de sortie de la cellule de pas plus élevé. La tension de sortie est soustraite de la tension de référence :

$$u_{\text{ref},k+1} = u_{\text{ref},k+1} - u_{s,k+1} \quad (4.1)$$

Chacune des cellules (sauf éventuellement la plus petite) génère son niveau le plus proche de la tension de référence : ce niveau est obtenu par quantification de la valeur de la référence, le pas de quantification étant égal au pas de la cellule. La référence de la cellule de plus haute tension est égale à la référence du convertisseur.

$$u_{\text{ref},m} = u_{\text{ref}} \quad (4.2)$$

La tension sortie de la cellule de plus petit pas peut être obtenue de la même manière où par modulation pour que la valeur moyenne de la référence soit égale à la valeur moyenne de la tension de sortie du convertisseur. Les signaux de sortie obtenus par quantification permettent d'obtenir directement les signaux de commande des interrupteurs². Le signal de référence de la cellule de plus petit pas est appliqué au modulateur.

4.2.1.2 Domaine de validité

La méthode ne fonctionne qu'avec les configurations vérifiant la condition de modulation optimisée (2.33). Pour les autres configurations, la référence ne sera pas atteinte lorsque la solution sans modulation des cellules haute tension n'existe pas.

4.2.1.3 Limites de la méthode

Pour chacune des cellules, le niveau le plus proche de la référence est choisi en tout instant, de sorte que la commutation d'un niveau à l'autre est effectuée à mi-parcours entre deux. La condition de commutation est :

$$|U_{\text{ref},k}| > \Delta U_k \quad (4.3)$$

Lorsque le pas de chaque cellule est égale à l'amplitude du convertisseur formé par les cellules de plus petit pas, cette méthode convient bien comme illustré à la

²Il faut encore ajouter la stratégie effectuant l'alternance des zéros.

Fig. 4.6(a) :

$$\Delta U_k = \Sigma U_{1..k-1} \quad (4.4)$$

Cette égalité correspond à la limite supérieure de la condition de modulation optimisée, (2.33).

Lorsqu'au contraire, le pas d'une des cellules est plus petit que l'amplitude du convertisseur formé par les cellules de plus petit pas, cette méthode provoque plus de commutation que nécessaire, comme illustré à la Fig. 4.6(b). Une référence oscillant³ autour d'un des points de commutation engendre l'oscillation de la sortie de la cellule correspondante, alors même que l'amplitude du convertisseur formé par les cellules de plus petit pas permet au convertisseur d'osciller autour de ce point sans commutation de la cellule concernée.

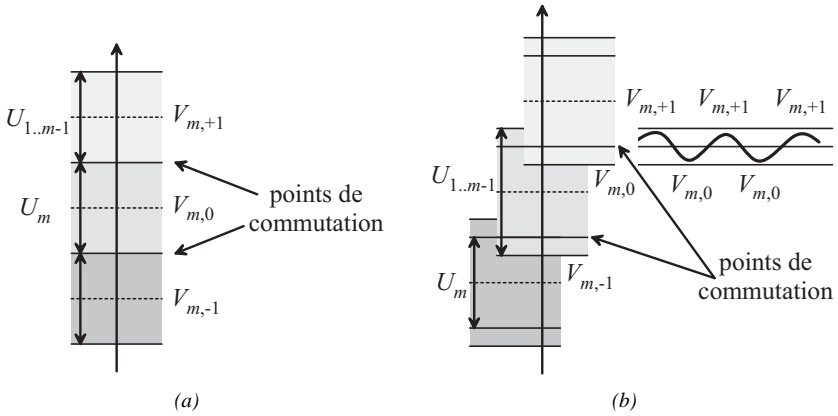


FIG. 4.6 : La tension des cellules est calculée en quantifiant la référence (a) situation pour laquelle la méthode est performante (b) situation pour laquelle la méthode pourrait être améliorée

4.2.2 Première amélioration : introduction d'une mesure de distance

Le problème d'oscillation existe parce que le point de commutation est unique. Il est possible d'y pallier en introduisant une mesure de distance entre la référence de la cellule et l'amplitude du convertisseur composé des cellules de plus petit pas. La nouvelle fonction de commutation présente une hystérésis, la cellule k est commutée lorsque :

$$|U_{\text{ref},k}| > \Sigma U_{1..k-1} \quad (4.5)$$

³Une telle référence est fréquente dans le domaine des actionneurs réglés.

Le schéma fonctionnel de la nouvelle méthode obtenue est illustré à la Fig. 4.7. Cette amélioration permet de réduire le nombre de commutations pour certaines références. Le nombre de commutation est inchangé pour une référence sinusoïdale, pour une référence avec adjonction d'harmonique 3 ou pour une référence issue d'un régulateur, le nombre de commutation peut être sensiblement réduit.

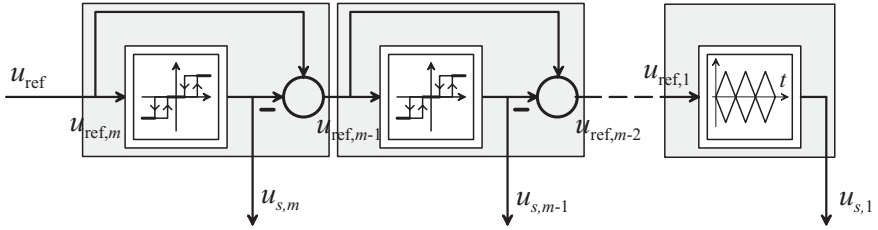


FIG. 4.7 : La tension des cellules est calculée de la cellule plus haute tension à la cellule plus basse tension, en soustrayant à chaque fois de la référence la tension sélectionnée.

4.2.3 Deuxième amélioration : reformulation

La modulation et la commande sont intriquées dans la description que nous venons de faire. Le schéma Fig. 4.5 diffère sensiblement du schéma Fig. 4.1 décrit en introduction. Cette différence n'est pas liée à la méthode, mais à la manière dont nous l'avons formulée.

La tension de référence du convertisseur est décomposée afin d'obtenir les tensions de référence de chacune des cellules. Cette décomposition qui est liée à la topologie n'a rien à voir avec la modulation et ressort clairement de la commande. Dans notre description, elle est obtenue à partir de la référence du convertisseur, mais elle peut tout aussi bien être obtenue de la même manière à partir d'un des niveaux à moduler, v_1 ou v_2 .

La tension de référence obtenue par décomposition pour la petite cellule est utilisée comme référence pour un modulateur 3 niveaux. La référence de la modulation est issue de la commande, pourtant les paramètres permettant de moduler la sortie de la petite cellule peuvent être obtenus à partir du signal de référence du convertisseur. Cette dernière variante est même préférable, car en utilisant la tension de référence décomposée, comme nous l'avons fait dans la première description, nous perdons l'information spécifiant quels niveaux sont modulés. Il n'est pas possible d'implanter une méthode de modulation dépendant des niveaux modulés du convertisseur. Il n'est par exemple pas possible d'implémenter un modulateur avec porteuses en opposition de phase, puisqu'il n'est pas possible de savoir le signe des niveaux modulés. Il n'est pas non plus possible d'implanter le modula-

autour d'un point de commutation. La méthode de décomposition de la référence reformulée permet de bien découpler la modulation et la commande, ce qui nous offre davantage de flexibilité et de clarté.

Dans les trois cas, les cellules sont commutées lorsque la tension de référence franchi un seuil. La paire d'état dont la modulation ne fait pas commuter les cellules de pas les plus élevé est sélectionnée. Pour les méthodes les plus évoluées, la commutation n'est effectuée que lorsque la référence est trop grande pour être atteinte sans commutation.

Exemple

Les transitions qui ne provoquent pas de commutation de la cellule de plus grand pas sont représentées sur la représentation d'état de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$ à la Fig. 4.9. Les stratégies de commutation examinées jusqu'ici sélectionnent une des paires de niveaux représentées. La modulation de ces paires de niveaux ne fait pas commuter la cellule haute tension de sorte que les pertes par commutation sont réduites.

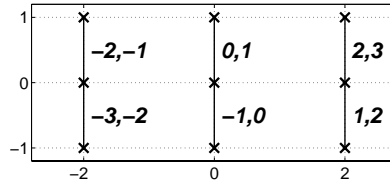


FIG. 4.9 : Transition ne provoquant pas de commutation de la cellule haute tension pour la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$

Le fonctionnement stationnaire est optimisé, mais il faut remarquer que les commutations de la cellule haute tension ne peuvent pas être évitées lors de certains changement de paires de niveaux à moduler. La manière dont se déroulent les changements de paires de niveaux n'est pas contrôlée. Elle ne peut pas être contrôlée à l'aide de ces méthodes qui n'en ont pas la capacité, principalement parce que leur fonctionnement ne dépend pas de l'ordre dans lequel les niveaux sont modulés.

4.2.4.2 Description des lacunes à combler

Une déficience existe au niveau des changements de paires de niveaux. Nous avons vu au §3.2 que la meilleure séquence de trames pour passer d'une paire de niveaux modulés à une autre avait son niveau commun placé à l'extrémité commune des deux trames, comme illustré à la Fig. 4.10(a).

Cette séquence de trame minimise le nombre de transitions de la tension de sortie, ce qui limite le nombre de commutation du convertisseur, sauf lorsque la transition entre ces deux paires implique une commutation de la grande cellule, auquel cas nous nous retrouvons dans la situation illustrée sur la représentation d'état de la Fig. 4.10(b).

Dans ce dernier cas, le bénéfice du nombre de transitions réduit peut être perdu si une commutation est effectuée pour générer le même niveau dans deux paires de niveaux successives, comme c'est le cas à la Fig. 4.10(b) : la commutation de l'état $e_{i,a}$ à l'état $e_{i,b}$ provoque des pertes par commutation sans changer la valeur de la tension de sortie du convertisseur. Il serait plus judicieux de sauter directement de l'état $e_{i,a}$ à l'état e_{i+1} , sans passer par l'état $e_{i,b}$, comme illustré à la Fig. 4.10(c), cela économiserait deux commutations de la cellule basse tension.

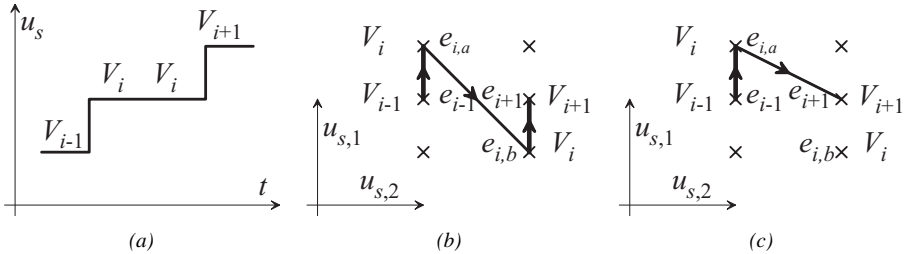


FIG. 4.10 : Trames à générer et trajectoire correspondante dans l'espace d'état : (b) et (c) produisent la même sortie avec moins de pertes pour (c)

4.2.4.3 Etablissement de la méthode optimale

Lors de la première apparition de la paire de niveaux à moduler, il faudrait sauter un état. En passant de la paire d'état $(e_{i-1}, e_{i,a})$ à la paire d'état $(e_{i,b}, e_{i+1})$ à la Fig. 4.10(c), il faudrait sauter l'état $e_{i,b}$. Par la suite, il faudrait moduler normalement les états $e_{i,b}$ et e_{i+1} . Il peut être relativement ardu de supprimer tous les cas déficients en raisonnant de cette manière.

Le problème se résout par une approche basée sur la représentation des états de commande du convertisseur et dont le coeur est un principe de moindre effort qui s'énonce comme suit :

Il faut commuter le plus longtemps possible parallèlement aux axes des cellules de plus petit pas et n'effectuer des transitions transversales que lorsqu'il n'y a pas d'autre possibilité.

En appliquant ce principe, les transitions transversales ne sont autorisées qu'à sens unique. En effet, si pour passer d'un niveau V_i au niveau V_{i+1} il est nécessaire de franchir une transition transversale commutant de l'état $e_{i,a}$ à l'état e_{i+1} , alors par la condition de modulation optimisée, il existe une transition parallèle équivalente qui va de l'état $e_{i,b}$ à l'état e_{i+1} . Ainsi, partant de l'état $e_{i,a}$, en générant successivement les niveaux $V_i, V_i + 1, V$, le principe de moindre effort nous impose la trajectoire $e_{i,a}, e_{i+1}, e_{i,b}$. La transition retour de e_{i+1} à $e_{i,a}$ est interdite.

Exemples

Reprenons la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$. Par rapport à la représentation des paires de niveaux de la Fig. 4.9 (p. 161), des transitions transversales à sens unique sont ajoutées à la Fig. 4.11. Ces transitions permettent d'établir sans équivoque comment commuter d'une paire d'état à une autre.

La configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3), (6, 2)\}$ présente les mêmes propriétés, à la Fig. 4.12. La représentation des transitions possibles peut être associée à une machine d'état.

La machine d'état convient bien pour une implémentation à l'aide de circuits logiques. Pour une implémentation logicielle, il peut être plus aisé d'avoir deux représentations associées à des tables, comme à la Fig. 4.13 : la Fig. 4.13(a) est utilisée pour les sorties croissantes, la Fig. 4.13(b) pour les sorties décroissantes.

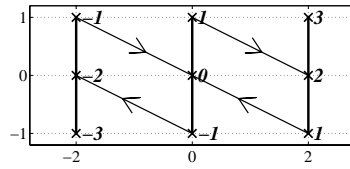


FIG. 4.11 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$, les transitions à sens unique permettent de déterminer sans ambiguïté la trajectoire à suivre

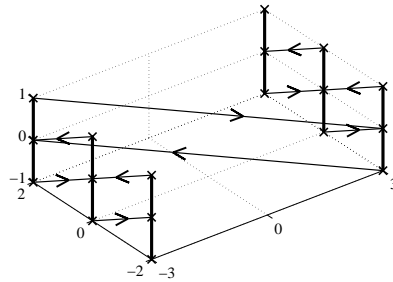


FIG. 4.12 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3), (6, 2)\}$, représentation des transitions possibles

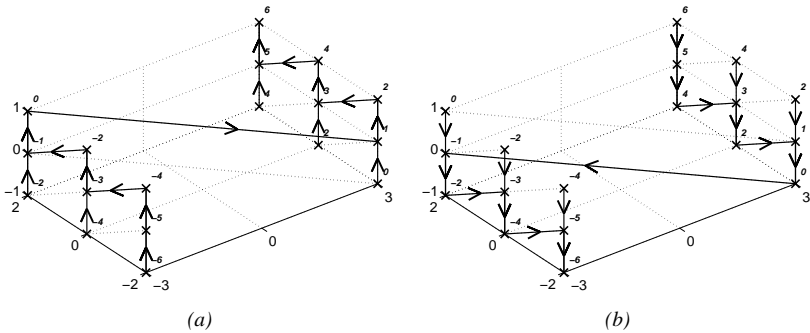


FIG. 4.13 : L'algorithme de commutation optimale dispose d'une trajectoire pour les niveaux croissants (a) et d'une autre trajectoire pour les niveaux décroissants (b). De cette manière, la commutation optimale est garantie pour les signaux lents.

4.3 Commande vectorielle des onduleurs triphasés

La structure de commande de l'onduleur multiniveau triphasé est similaire à celle du cas monophasé, les grandeurs scalaires sont remplacées par des vecteurs.

Il est possible d'effectuer un changement de coordonnées et d'appliquer les mêmes méthodes que dans le cas monophasé, mais pour commander facilement les configurations qui possèdent des propriétés vectorielles, il est préférable d'employer une commande toute vectorielle.

Dans le cas monophasé, il faut trouver les 2 niveaux à moduler à partir de la référence scalaire. Dans le cas triphasé, à partir du vecteur de référence, il faut trouver les trois vecteurs à moduler. Ces vecteurs sont situés sur le petit triangle formé par les vecteurs disponibles autour du vecteur de référence.

4.3.1 Quantification de la référence

La quantification de la référence permet de déterminer les vecteurs à générer.

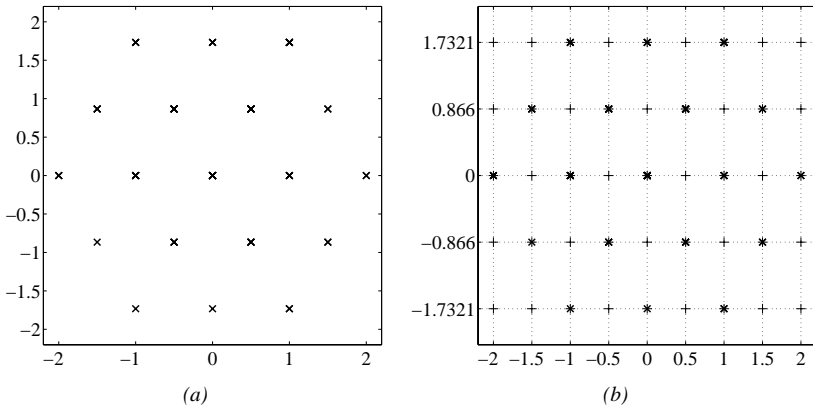


FIG. 4.14 : Nous pouvons trouver les vecteurs à moduler par quantification des coordonnées : (a) quadrillage de quantification ; (b) quadrillage rectangulaire de troncation de la référence

4.3.1.1 Méthode itérative par comparaison

Cette méthode consiste à mesurer la distance entre la référence et chacun des vecteurs de sortie possible de l'onduleur et à choisir le vecteur le plus proche. Elle est lente lorsque l'onduleur est capable de générer un grand nombre de phaseurs spatiaux possibles.

4.3.1.2 Méthode directe

Nous commençons par rechercher le vecteur le plus proche de la référence que nous notons \underline{V}_1 . Par troncation des coordonnées de la référence selon le quadrillage de la Fig. 4.15(a), nous délimitons un domaine rectangulaire autour de \underline{V}_1 comme à la Fig. 4.15(b). Les polygones de sélection des vecteurs étant des hexagones réguliers, la troncation ne suffit pas à déterminer le vecteur le plus proche du vecteur de référence. En revanche, le vecteur le plus proche est soit celui obtenu par troncation soit celui obtenu en majorant du pas ce dernier vecteur. Nous tronquons les coordonnées de $\underline{V}_{\text{ref}}$ et en prenant les coordonnées supérieures d'un pas, nous obtenons deux coordonnées possibles pour chaque axes :

$$\alpha_I = 0.5 \cdot \Delta U_\alpha \cdot \text{tronquer} \left(\frac{\alpha_{\text{ref}}}{0.5 \cdot \Delta U_\alpha} \right) \quad (4.7)$$

$$\alpha_{II} = \alpha_I + 0.5 \cdot \Delta U_\alpha \quad (4.8)$$

$$\beta_a = \Delta U_\beta \cdot \text{tronquer} \left(\frac{\beta_{\text{ref}}}{\Delta U_\beta} \right) \quad (4.9)$$

$$\beta_b = \beta_a + \Delta U_\beta \quad (4.10)$$

avec la référence et les pas :

$$\underline{u}_{\text{ref}} = \begin{pmatrix} \alpha_{\text{ref}} \\ \beta_{\text{ref}} \end{pmatrix} \quad \Delta U_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \Delta U \quad \Delta U_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \Delta U \cdot \cos \left(\frac{\pi}{6} \right) \quad (4.11)$$

Les différentes combinaisons de ces coordonnées donnent 4 vecteurs. Compte tenu de la forme du quadrillage formé par les vecteurs de sortie possibles, seuls 2 de ces 4 vecteurs existent et correspondent aux deux vecteurs les plus proches de la référence. Pour obtenir les 2 vecteurs possibles, il faut associer les coordonnées de la manière suivante : Si β_a est un multiple pair du pas ΔU_β alors $\alpha_a = \alpha_I$, $\alpha_b = \alpha_{II}$ sinon $\alpha_a = \alpha_{II}$, $\alpha_b = \alpha_I$. Nous obtenons deux vecteurs appartenant au triangle de modulation :

$$\underline{V}_a = \begin{pmatrix} \alpha_a \\ \beta_a \end{pmatrix} \quad \underline{V}_b = \begin{pmatrix} \alpha_b \\ \beta_b \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

Pour savoir lequel de ces deux vecteurs est \underline{V}_1 , nous mesurons leur distance à la référence et nous retenons le plus proche, l'autre vecteur est \underline{V}_2 . Il nous reste à déterminer \underline{V}_3 . Notons \underline{V}_c celui des vecteurs \underline{V}_1 et \underline{V}_2 qui a la plus petite coordonnée α , \underline{V}_d celui qui a la plus grande. Les deux candidats à l'élection de \underline{V}_3

sont :

$$\begin{aligned} \underline{V}_e &= \begin{pmatrix} \alpha_c + 0.5\Delta U_\alpha \\ \beta_c \end{pmatrix} & \underline{V}_f &= \begin{pmatrix} \alpha_d - 0.5\Delta U_\alpha \\ \beta_d \end{pmatrix} \\ \underline{V}_c &= \begin{pmatrix} \alpha_c \\ \beta_c \end{pmatrix}, \underline{V}_d &= \begin{pmatrix} \alpha_d \\ \beta_d \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.13)$$

\underline{V}_3 est obtenu par mesure de distance de \underline{V}_e et \underline{V}_f à $\underline{u}_{\text{ref}}$.

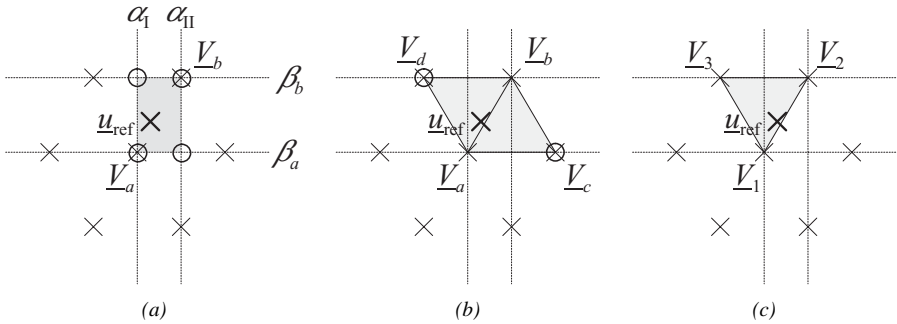


FIG. 4.15 : Les vecteurs à moduler sont obtenus par quantification des coordonnées en plusieurs étapes : (a) les deux vecteurs les plus proches sont trouvés parmi 4 candidats (b) le troisième vecteur est trouvé parmi deux candidats (c) on obtient finalement le triangle de modulation de $\underline{u}_{\text{ref}}$

4.3.2 Calcul des rapports cycliques de modulation

Un vecteur moyen quelconque peut être généré en modulant les 3 vecteurs délimitant la plus petite maille de modulation autour de cet état de référence. En imposant l'égalité des valeurs moyennes, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} d_1 \cdot \alpha_1 + d_2 \cdot \alpha_2 + d_3 \cdot \alpha_3 = \alpha_{\text{ref}} \\ d_1 \cdot \beta_1 + d_2 \cdot \beta_2 + d_3 \cdot \beta_3 = \beta_{\text{ref}} \\ d_1 + d_2 + d_3 = 1 \end{cases} \quad (4.14)$$

En remplaçant d_3 d'après la troisième équation, nous obtenons :

$$\begin{cases} (\alpha_1 - \alpha_3) \cdot d_1 + (\alpha_2 - \alpha_3) \cdot d_2 = \alpha_{\text{ref}} - \alpha_3 \\ (\beta_1 - \beta_3) \cdot d_1 + (\beta_2 - \beta_3) \cdot d_2 = \beta_{\text{ref}} - \beta_3 \end{cases} \quad (4.15)$$

Toutes les coordonnées sont référés à l'origine \underline{V}_3 , introduisons les grandeurs composées correspondantes pour alléger l'écriture $\alpha_{13} = \alpha_1 - \alpha_3, \beta_{13} = \beta_1 - \beta_3,$

$\alpha_{\text{ref}3} = \alpha_{\text{ref}} - \alpha_3$ et $\beta_{\text{ref}3} = \beta_{\text{ref}} - \beta_3$, nous obtenons :

$$\begin{cases} d_1 = \frac{\alpha_{\text{ref}3} \cdot \beta_{23} - \beta_{\text{ref}3} \cdot \alpha_{23}}{\alpha_{13} \cdot \beta_{23} - \beta_{13} \cdot \alpha_{23}} \\ d_2 = \frac{\alpha_{\text{ref}3} \cdot \beta_{13} - \beta_{\text{ref}3} \cdot \alpha_{13}}{\alpha_{23} \cdot \beta_{13} - \beta_{23} \cdot \alpha_{13}} \\ d_3 = 1 - d_1 - d_2 \end{cases} \quad (4.16)$$

Ces équations ont été présentées par N. Schibli en 1998 dans [36].

4.4 Stratégie vectorielle de minimisation des commutations : onduleurs triphasés

Les commutations peuvent être réduites au minimum en utilisant une machine d'état comme dans le cas monophasé décrit au §4.2.4. Cette machine d'état est cependant volumineuse et difficile à représenter. Nous allons établir une méthode plus simple en nous appuyant sur ce qui a été fait dans le cas monophasé.

4.4.1 Principe

Décomposons l'onduleur en 2 cellules triphasées. La cellule A est constituée par la mise en série de toutes les cellules de plus petit pas ΔU_1 . La cellule B est composée de la mise en série des autres cellules de pas plus grand. La cellule A est utilisée pour la modulation, les autres cellules sont utilisées en quantification. Les vecteurs de la cellule B sont les vecteurs de base de l'onduleur. La cellule A permet d'atteindre un domaine de forme hexagonale autour de chacun des vecteurs de base. De manière similaire à ce qui a été établi pour le cas monophasé au §4.2.4, la stratégie consiste à changer de vecteur de base le moins souvent possible. Pour cela la référence $\underline{u}_{\text{ref}}$ est décomposée en une partie à générer par B , $\underline{u}_{\text{ref},B}$, et une partie à générer par A , $\underline{u}_{\text{ref},A}$:

$$\underline{u}_{\text{ref}} = \underline{u}_{\text{ref},B} + \underline{u}_{\text{ref},A} \quad (4.17)$$

D'un vecteur de base sélectionné \underline{v}_B , la référence de la cellule A est obtenue par soustraction :

$$\underline{u}_{\text{ref},A} = \underline{u}_{\text{ref}} - \underline{v}_B \quad (4.18)$$

4.4.2 Stratégie de commutation de la grande cellule

La commutation a lieu lorsque la référence quitte le domaine engendré par la cellule A autour du vecteur de base actif \underline{v}_B . Il y a plusieurs méthodes pour déterminer lorsque la référence quitte ce domaine.

4.4.2.1 Détermination algébrique des limites du polygone atteignable

Il est possible de déterminer algébriquement si la référence $\underline{u}_{\text{ref},A}$ appartient au domaine atteignable par A . Plusieurs comparaisons sont nécessaires pour si le domaine de modulation est de forme hexagonale. Si la forme du domaine est plus complexe qu'un hexagone régulier, le problème est plus ardu.

4.4.2.2 Détection d'une saturation

Les niveaux à moduler et les rapports cycliques associés à la référence de la petite cellule, $\underline{u}_{\text{ref},A}$, sont calculés. La référence ne peut pas être atteinte si un des niveaux obtenus n'existe pas ou qu'un des rapports cycliques dépasse l'unité ou est négatif. La détection d'une telle saturation est un signal qui conduit à la décision de changer de vecteur de base. Le défaut de cette méthode est de ne permettre la détection de la saturation qu'après avoir changé de coordonnées, ce qui implique de recommencer l'ensemble des calculs. L'avantage est de permettre la couverture de l'ensemble du domaine atteignable par la petite cellule quel que soit sa forme.

4.4.2.3 Approximation des domaines par des cercles

En approchant les domaines atteignables par la cellule A depuis un vecteur de base de B par un cercle, une mesure de distance par rapport au vecteur de base actif permet de déterminer si la cible peut être atteinte, comme représenté à la Fig. 4.16.

Pour couvrir l'ensemble du domaine de modulation, il faut approcher le domaine atteignable par A par un cercle couvrant l'intégralité de la surface du polygone, comme à la Fig. 4.17(b). Dans ce cas, nous vérifions que tous les triplets élémentaires de vecteurs de sortie appartiennent bien au nouveau domaine de modulation. Comme ces domaines sont plus grands que les domaines réels, cette approximation est déficiente pour l'implantation. Certains points appartenant à ces domaines approchés n'appartiennent pas au domaine concerné et ne sont pas atteignables.

Il faut donc approcher le polygone atteignable par un cercle plus petit, inscrit comme à la Fig. 4.17(c). Toutes les références obtenues par cette approximation sont atteignables par A . Par rapport au domaine réel, les transitions d'un vecteur à l'autre seront effectuées plus rapidement, ce qui pourrait se traduire par davantage

de commutation pour une référence oscillant dans la zone qui n'est pas couverte par l'approximation.

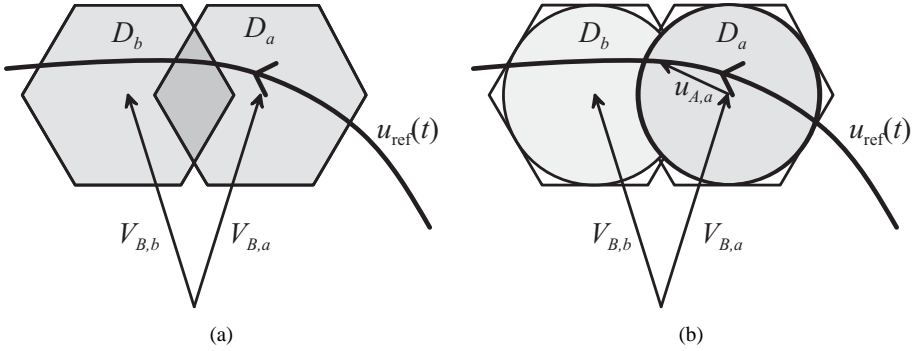


FIG. 4.16 : (a) Domaine de modulation de deux vecteurs de sortie adjacents de la grande cellule (b) Approximation des polygones par des cercles

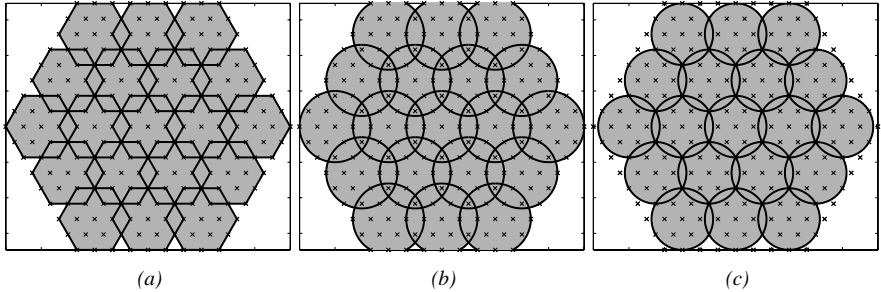


FIG. 4.17 : (a) domaine de modulation (b) approximation des hexagones par des cercles (c) approximation pour la modulation

4.4.3 Choix du vecteur de base actif après commutation

Lorsque la décision de commuter le vecteur de base est prise, le plus proche est choisi comme nouveau vecteur actif par quantification de la référence de l'onduleur complet \underline{u}_{ref} . La référence de A est recalculée par (4.18).

4.5 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons établi les méthodes permettant d'imposer la trame choisie par le modulateur à l'onduleur. Nous avons établi les stratégies de com-

mande permettant de réduire les commutations des configurations vérifiant la loi de modulation optimisée.

Alimentation des cellules : solutions, résolution et rendement du convertisseur complet

Au chapitre 1 nous avons montré l'intérêt possible des topologies asymétriques en termes de rendement. Au chapitre 2, nous avons déterminé comment dimensionner notre onduleur pour obtenir un ensemble de propriétés données, en nous intéressant surtout à la résolution du convertisseur. Au chapitre 3, nous avons choisi la méthode de modulation. Au chapitre 4, nous avons décrit les méthodes de commande spécifiques. Jusqu'ici, pour simplifier l'étude, nous avons fait abstraction de ce qui se passait au niveau de l'alimentation des cellules. Dans ce chapitre, nous étudierons les problèmes posés par l'alimentation des cellules. Les topologies d'alimentations possibles seront établies et des solutions pour réduire leurs pertes élevées seront proposées. Différentes possibilités d'alimentation seront évaluées théoriquement. Les propriétés établies au chapitre 2 seront complétées en prenant en considération les contraintes de l'alimentation. Le rendement et la résolution du convertisseur complet seront évalués.

5.1 Contraintes imposées à l'alimentation

5.1.1 Circulation de puissance entre cellules

La génération de certains niveaux passe par une action antagoniste de deux groupes de cellules. Cela provoque une circulation de puissance à l'intérieur même

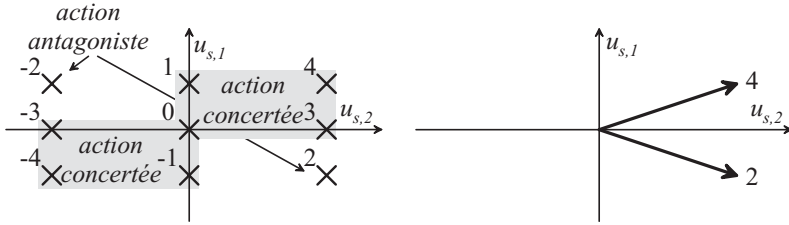


FIG. 5.1 : Représentation d'état pour l'onduleur $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$: le niveau 4 est produit par action concertée de $u_{s,1}$ et $u_{s,2}$, le niveau 2 est produit par leur action antagoniste conduisant à une circulation de puissance à l'intérieur du convertisseur.

du convertisseur. Cette propriété est mise en évidence sur la représentation d'état dont un exemple est représenté à la Fig. 5.1. Seuls les niveaux situés dans des quadrants dont tous les axes sont orientés dans la même direction sont générés par une action concertée de toutes les cellules dans le même sens. La conséquence est qu'il existe des ensembles de trajectoires pour lesquelles une circulation de puissance en valeur moyenne ne peut pas être évitée.

Exemples de répartitions de puissance

L'examen de la représentation d'état des niveaux de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$, à la Fig. 5.1, montre que les niveaux -2 et 2 conduisent à une circulation de puissance entre les cellules. Ainsi en imposant une trajectoire sinusoïdale de courant et de tension à cet onduleur, nous constatons à la Fig. 5.2(a) que lorsque la charge absorbe de la puissance, la cellule basse tension doit fonctionner en mode régénératif pour les amplitudes comprises entre 45 % et 85 %.

L'onduleur monophasé $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$ (Fig. 5.3(a)) et l'onduleur triphasé $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$ (Fig. 5.4(a)) présentent le même problème lorsqu'une stratégie de minimisation des commutations leur est appliqués.

Pour toutes ces configurations, la conséquence de cette circulation de puissance en valeur moyenne est que l'alimentation de la cellule basse tension doit être réversible en puissance, même si la charge n'est pas. C'est probablement une des raisons pour lesquelles [37] préconise un redresseur pour alimenter la cellule haute tension et un onduleur pour la cellule basse tension, s'agissant de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$ dont la répartition est illustrée à la Fig. 5.3.

Modèle de calcul des répartitions de puissance

Nous utilisons un modèle moyen où tous les phénomènes liés à la pulsation sont négligés. Nous supposons que la tension se répartit entre les cellules selon la stratégie de commande et que chacune des cellules délivre une tension égale à sa tension de référence.

La plupart des répartitions sont représentées en fonction de l'amplitude de la tension de référence qui est sinusoïdale (système de sinusoïde d'amplitudes égales et déphasées de 120° pour les convertisseurs triphasés). La charge est alors supposée ohmique, et son courant est sinusoïdal.

5.1.2 Pertes liées aux échanges de puissance

Les pertes provoquées par les convertisseurs d'alimentation AC-DC des cellules augmentent avec la puissance redressée moyenne qui circule dans ces cellules. La circulation de puissance augmente les pertes sans augmenter la puissance utile délivrée à la charge, elle dégrade donc le rendement. La somme des puissances redressées moyennes est supérieure à la puissance utile à la Fig. 5.2(b) pour une référence sinusoïdale de 68 % d'amplitude. En comparant la puissance utile de la Fig. 5.3(a) à la puissance redressée moyenne de la Fig. 5.3(b) nous constatons qu'il en va de même pour les amplitudes allant de environ 35 % à 100 % pour la configuration monophasée $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$.

Ce problème de circulation de puissance constitue un des inconvénients majeurs des onduleurs multiniveaux asymétriques. Nous proposerons plusieurs solutions pour réduire les conséquences de ce problème.

5.2 Topologies du convertisseur complet

Au §1.2 nous avons établi l'intérêt des onduleurs multiniveaux asymétriques pour obtenir un rendement élevé. Pour montrer qu'un gain est possible, nous avons négligé les pertes de l'alimentation que nous avons supposée idéale. Pourtant, la contrainte d'isoler les sources de tension les unes des autres impose d'utiliser une alimentation complexe dont les pertes ne peuvent pas être négligées¹. Nous allons déterminer comment réduire ces pertes.

¹Elles ne peuvent pas être négligées dans l'absolu, en relatif elles pourraient l'être pour comparer entre elles des structures qui disposeraient de toutes manières d'une alimentation isolée.

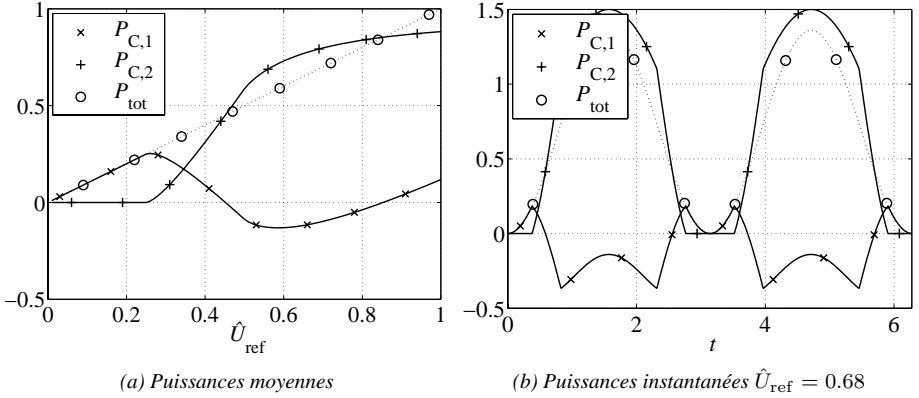


FIG. 5.2 : Puissances des cellules de l'onduleur monophasé 9 niveaux $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$ pour une trajectoire sinusoïdale de tension et de courant

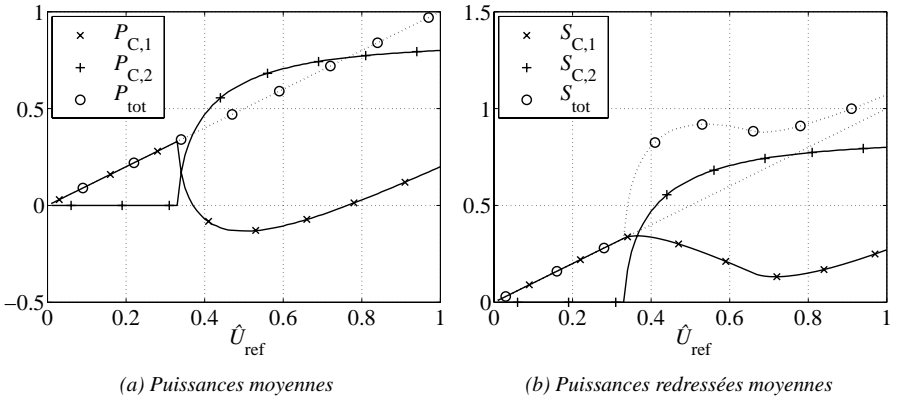


FIG. 5.3 : Puissances des cellules de l'onduleur monophasé 7 niveaux $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$ lorsqu'il est commandé avec une stratégie de réduction des commutations

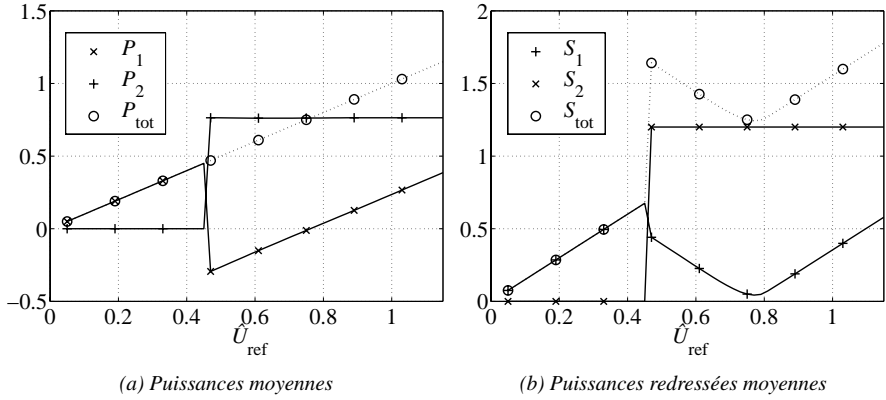


FIG. 5.4 : Puissances moyennes des cellules de l'onduleur triphasé 6 niveaux $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$ lorsqu'il est commandé avec une stratégie vectorielle de minimisation des commutations

5.2.1 Convertisseurs d'alimentation

Les cellules de l'onduleur multiniveau sont alimentées individuellement. Pour chacune des cellules, selon les contraintes qui lui sont appliquées, il y a trois configurations possibles d'alimentation, comme illustré à la Fig. 5.6 :

- Lorsque la cellule fonctionne aussi bien comme charge que comme générateur, l'alimentation à l'aide d'un convertisseur DC-DC réversible est nécessaire.
- Lorsque la cellule ne fonctionne que comme générateur, l'alimentation à l'aide d'un convertisseur DC-DC non-réversible est possible. Si pour certains points de fonctionnement la cellule fonctionne aussi comme charge, il faut prévoir un dispositif pour dissiper la puissance, ce qui dégrade le rendement du système.
- Lorsque la cellule n'échange pas de puissance active, c'est à dire qu'elle ne remplit qu'une fonction de compensation de puissance réactive ou de filtrage actif, il est possible de n'utiliser qu'un simple condensateur pour alimenter la cellule.

Nous considérons un convertisseur DC-DC constitué d'un convertisseur DC-AC connecté par l'intermédiaire d'un transformateur haute-fréquence à un convertisseur AC-DC. Il faut autant de transformateurs qu'il y a de cellules à l'onduleur. Pour la configuration avec convertisseur DC-DC réversible, lorsque la puissance circule entre deux cellules, elle transite à travers 6 convertisseurs comme illustré à la Fig. 5.5(a). A la place, utilisons un même transformateur avec plusieurs enrou-

lements sur le même noyau magnétique pour l'ensemble des cellules. Il faut autant d'enroulements qu'il y a de cellules, plus un pour fournir le bilan de puissance et les alimenter. Le chemin que suivra la puissance qui circule entre deux cellules ne traversera plus que 4 convertisseurs, comme illustré à la Fig. 5.5(b). Nous avons ainsi un convertisseur DC-AC connecté au primaire du transformateur, et pour m cellules, m convertisseurs AC-DC connectés aux secondaires du transformateur. Le convertisseur DC-AC connecté au primaire ne voit pas la puissance circulant entre les cellules et ne leur fournit que le bilan de puissance. Les pertes peuvent ainsi être réduites.

Il y a donc 2 configurations possibles supplémentaires pour des groupes de cellules (illustrations à la Fig. 5.6) :

- (d) Alimentation d'un ensemble de cellules à partir d'un même transformateur est de convertisseurs DC-DC réversibles couplés²,
- (e) Alimentation d'un ensemble de cellules à partir d'un même transformateur et de redresseurs.

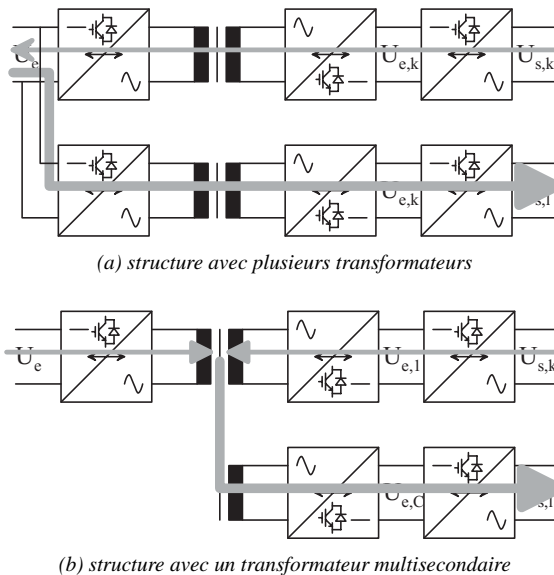


FIG. 5.5 : Circulation de la puissance : les pertes sont moindres avec un seul transformateur.

²La modélisation d'un tel convertisseur DC-DC, avec transformateur multi-enroulement est traitée en annexe C.

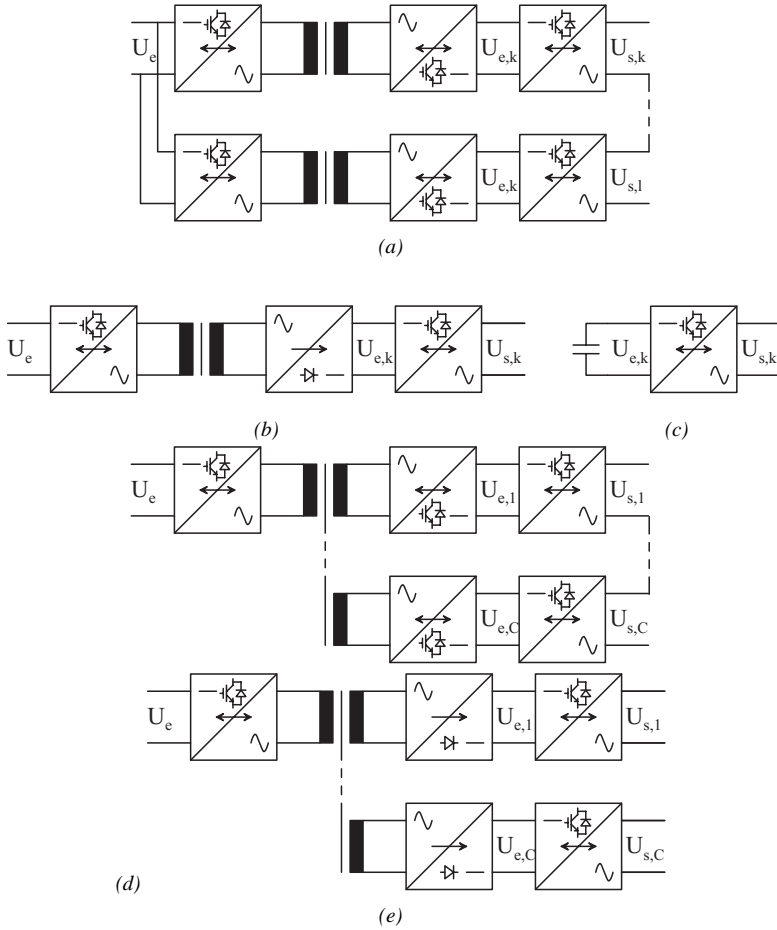


FIG. 5.6 : Configurations possibles pour alimenter une cellule de l'onduleur multiniveau : (a) convertisseur DC-DC réversible ; (b) convertisseur DC-DC avec redresseur ; (c) condensateur ; (d) ensemble de cellules alimentées par convertisseurs DC-DC réversibles sur un même transformateur ; (e) ensemble de cellules alimentées par convertisseurs DC-DC avec redresseur sur un même transformateur.

5.2.2 Convertisseurs DC-AC

En comparant un convertisseur DC-AC standard avec un convertisseur DC-AC asymétrique aux Fig. 5.7(a) et (c), nous constatons que la puissance transite à travers 2 convertisseurs et un transformateur HF supplémentaires dans le cas de la structure multiniveau.

Evidemment, dans le cas où il est de toute façon nécessaire d'isoler l'alimentation continue du convertisseur standard par un étage de conversion DC-DC haute fréquence, les deux structures Fig. 5.7(b) et 5.7(c) deviennent comparables. Dans ce cas, en y regardant de plus près, les pertes dans les convertisseurs DC-DC sont alors légèrement supérieures pour la structure asymétrique. La puissance apparente qui cause les pertes est presque tout le temps supérieure. Elle l'est pour les points de fonctionnement où il y a une circulation de puissance moyenne entre plusieurs cellules. Elle l'est même pour les autres points de fonctionnement où les cellules fonctionnent de concert en moyenne. La raison est que même dans ce cas, il est difficile de ne pas utiliser de niveaux générant une circulation de puissance provoquant des pertes additionnelles. Ces pertes peuvent être réduites en tolérant une fluctuation supérieure de la tension et en ne faisant circuler que la puissance moyenne à travers le convertisseur DC-DC. Cette réduction des pertes se fait évidemment au détriment de la qualité de la tension. Dans ce cas, il faut mettre en balance, les pertes additionnelles dans les convertisseurs DC-DC de l'onduleur multiniveau avec les pertes par commutation plus élevées de l'onduleur simple. Dans certains cas, nous pouvons prendre en considération la réduction des pertes dans la charge qui peut être occasionnée par une tension de qualité supérieure.

5.2.2.1 Structure monophasée DC-AC simplifiée

S'il n'est pas nécessaire d'isoler l'étage continu de l'étage alternatif, il paraît difficile de compenser les pertes additionnelles de l'alimentation par le gain que l'on peut avoir au niveau des pertes par commutation. Toutefois, si la tension continue d'alimentation est compatible avec la tension alternative à générer, alors il est possible de simplifier le convertisseur en couplant directement la cellule haute tension avec l'étage continu intermédiaire, comme à la Fig. 5.8. Le gain est assez intéressant, car la plus grosse partie de la puissance transite par la cellule haute tension sans transiter par les convertisseurs DC-DC.

5.2.2.2 Structure triphasée DC-AC simplifiée

Cette possibilité de simplification est limitée à la structure monophasée. On ne peut pas l'appliquer 3 fois à un onduleur triphasé réalisé avec 3 de ces structures. Seule une des alimentations peut être couplée directement à l'étage continu, ce

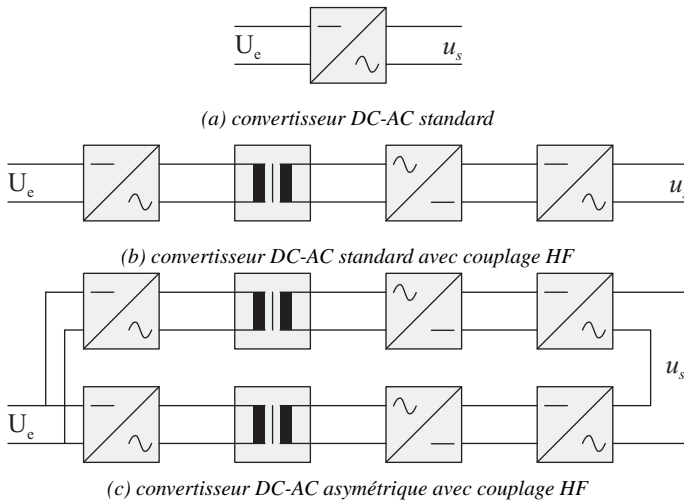


FIG. 5.7 : Schémas de comparaison des pertes de convertisseurs DC-AC

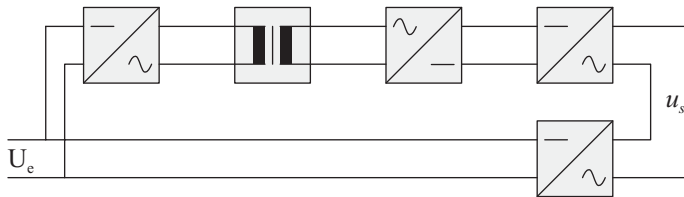


FIG. 5.8 : Structure asymétrique DC-AC avec couplage direct de la cellule haute tension et couplage HF de la cellule basse tension.

qui réduit le gain que l'on peut en attendre. Un moyen de contourner ce problème consiste à utiliser une cellule triphasée avec une alimentation unique comme cellule haute tension. Les cellules basse tension doivent naturellement être alimentées par des convertisseurs isolés. On utilise alors un transformateur multisecondaire pour réduire les pertes dues à la circulation de puissance entre ces cellules. Cette structure est illustrée à la Fig. 5.9(a).

Les convertisseurs qui conviennent sont les onduleurs triphasés 2 niveaux à 6 transistors, les onduleurs NPC, les onduleurs à cellules imbriquées ou n'importe quelle autre structure triphasée à alimentation unique.

La cellule haute tension fournissant le plus gros de la puissance, la tension qu'elle bloque est approximativement celle de la charge à alimenter. Deux aspects contradictoires gouvernent le choix de sa structure :

1. D'un côté, la structure de la cellule haute-tension doit être la plus simple possible, pour réduire ses pertes par conduction. D'après les caractéristiques des semi-conducteurs établies au chapitre 1, une tension donnée doit être bloquée avec un minimum d'interrupteurs du plus fort calibre possible.
2. D'un autre côté, il faut bloquer la plus grande part possible de la tension de la charge avec la cellule haute-tension de manière ce que la cellule basse tension participe aussi faiblement que possible à l'apport de puissance. Cela réduit sa contribution aux pertes, ce qui améliore le rendement complet du convertisseur, puisque d'une part ses pertes par conduction sont élevées et que d'autre part son alimentation a un très mauvais rendement. Finalement cela permet également de réduire ses pertes par commutation qui diminuent avec sa tension d'alimentation. Pour augmenter la contribution de la cellule haute tension à la puissance, nous pouvons augmenter son pas et son nombre de niveaux. Le pas maximum étant limité par la tension bloquée par la cellule basse tension, le seul paramètre est son nombre de niveaux qui doit être le plus grand possible, ce qui conduit à une structure complexe.

Nous voyons qu'il y a un optimum à trouver entre ces deux aspects dont l'objectif commun est un rendement élevé, mais qui agissent de manières opposées sur la complexité de la structure.

Exemple

Pour atteindre une même tension d'environ 400 V d'amplitude, avec un nombre similaire de niveaux et en prenant un facteur 2 entre la tension de blocage de l'interrupteur et sa tension nominale, nous avons par exemple le choix entre :

1. Un onduleur NPC 3 niveaux réalisé à partir d'IGBT 600 V en série avec un pont en H par phase construit avec des MOSFET 200V. Les cellules étant alimentées avec respectivement 600 V et 100 V cet onduleur est capable de générer 9 niveaux de -400 V à 400 V.
2. Un onduleur 2 niveaux réalisé à partir d'IGBT 1200 V en série avec un pont en H par phase construit avec des MOSFET 300 V. Les cellules étant alimentées avec 480 V et 160 V, cet onduleur est capable de générer 6 niveaux de -400 V à 400 V.
3. un onduleur 2 niveaux réalisé à partir d'IGBT 1200 V en série avec deux ponts en H identiques par phase construit avec des MOSFET 200 V. Les cellules alimentées avec 480 V 80 V et 80 V, on obtient un onduleur générant 11 niveaux entre -400 V et 400 V.

Comme il n'existe pas d'interrupteurs adaptés à faire exactement la bonne tension de service, nous surdimensionnons les interrupteurs du pont deux niveaux d'environ 25 %, ce qui augmente d'autant les pertes par conduction³. Même dans ces conditions nous y gagnons du côté des pertes par conduction. Cependant, prenant en considération la proportion de la tension bloquée qui est de 75 % pour la première configuration et de 60 % pour les deux dernières configurations, nous risquons d'aboutir à un statu quo. En prenant en plus en considération les pertes de l'alimentation, ces dernières prédomineront et la première configuration sera probablement la plus avantageuse. Il faut donc examiner en détail le contexte d'application pour pouvoir déterminer quel aspect prédomine.

Il faut remarquer que le convertisseur DC-AC primaire est couplé à l'étage continu intermédiaire alimentant la cellule haute tension, tandis que les convertisseurs AC-DC secondaires alimentent les cellules basse tension. Ces convertisseurs sont ainsi constitués d'interrupteurs de calibres en tension différents alors qu'ils fonctionnent à la même fréquence. Cette situation peut être améliorée en utilisant un convertisseur DC-AC multiniveau au primaire constitué de convertisseurs DC-AC simples connectés en série du côté continu, et employant des enroulements primaires distincts du côté transformateur Fig. 5.9(b). Cela permet d'employer des convertisseurs et des enroulements identiques. Les caractéristiques en commutation des semiconducteurs sont alors les mêmes pour tous les convertisseurs DC-AC primaires et AC-DC secondaires. Selon la configuration, la charge de ces convertisseurs pourra être similaire.

5.2.2.3 Structures simplifiées avec redresseurs

Un des moyens permettant d'augmenter le rendement consiste à employer une alimentation constituée d'un redresseur pour les cellules basses tensions. La limitation engendrée par cette simplification est la non-réversibilité partielle de la structure. La structure n'est réversible que sur la gamme de tension pour laquelle seule la cellule haute tension régénère, ce qui lui confère une caractéristique différente en modes générateur et charge.

³Ce problème de choix d'interrupteurs se pose dès qu'il s'agit de réaliser un convertisseur multiniveau asymétrique pour contrôler des dispositifs existants. La raison est que les interrupteurs existants sont dimensionnés pour obtenir la tension des équipements standards avec des structures classiques. Aussi, nous mettrons un peu de côté ces problèmes liés à une situation de marché.

5.2.2.4 Structures simplifiées avec alimentation partielle

L'utilisation de redresseur pour alimenter les cellules basse tension rend les hautes amplitudes inaccessibles en mode régénératif. Pour les applications où une caractéristique identique est nécessaire en mode générateur et en mode régénératif autant simplifier davantage le convertisseur en supprimant l'alimentation de ces cellules. Les tensions d'alimentation sont alors maintenues par des condensateurs. La stabilisation de ces tensions autour de leur valeur nominale nécessite d'être en mesure de régler les flux de puissances dans les différentes cellules du convertisseur, de manière à ce que ces flux soient en moyenne nuls dans les cellules qui ne sont pas alimentées. Il faut également limiter les fluctuations de puissance au cours de la période de manière à optimiser la dimension des condensateurs nécessaires. La thèse de M. Veenstra [18] traite de ce problème en détail. Dans les sections qui suivent, nous présenterons le principe de la méthode d'équilibrage utilisée, puis nous dériverons les conditions d'utilisation d'une alimentation simplifiée.

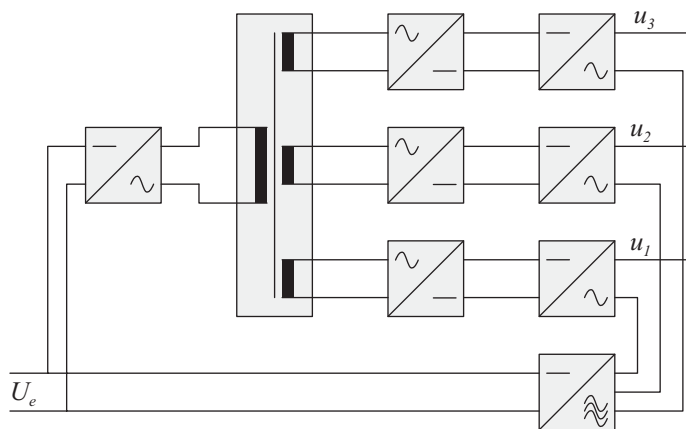
5.2.3 Convertisseurs AC-AC

Le cas des convertisseurs AC-AC est similaire à celui des convertisseurs DC-AC traité précédemment au §5.2.2. En comparant la structure 2 niveaux au convertisseur multiniveau asymétrique à la Fig. 5.10, nous constatons qu'il nécessite un transformateur basse fréquence pour isoler l'alimentation des cellules.

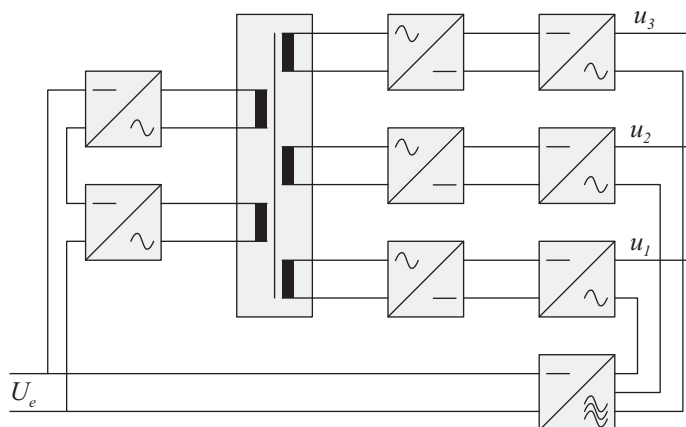
5.2.3.1 Structures AC-AC simplifiées

Si les tensions sont compatibles (rapport de transformation 1), l'alimentation de la cellule haute-tension peut être couplée directement à l'étage intermédiaire continu du convertisseur AC-DC primaire. Le schéma de cette structure simplifiée est dessiné à la Fig. 5.11.

La structure avec couplage haute fréquence peut être ramenée à la combinaison de 2 structures AC-DC. Nous pouvons obtenir des structures simplifiées avec les mêmes propriétés que celles décrites précédemment pour les convertisseurs DC-AC au §5.2.2. Nous illustrons quelques unes de ces structures à la Fig. 5.12. Par la suite, nous ne traiterons que le convertisseur DC-AC avec couplage HF.



(a) un seul convertisseur DC-AC primaire



(b) plusieurs convertisseurs DC-AC primaires

FIG. 5.9 : Convertisseur DC-AC triphasé simplifié

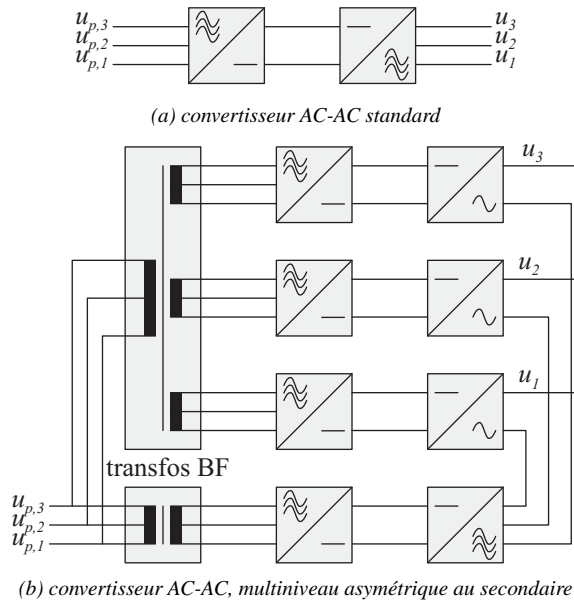


FIG. 5.10 : Convertisseurs AC-AC

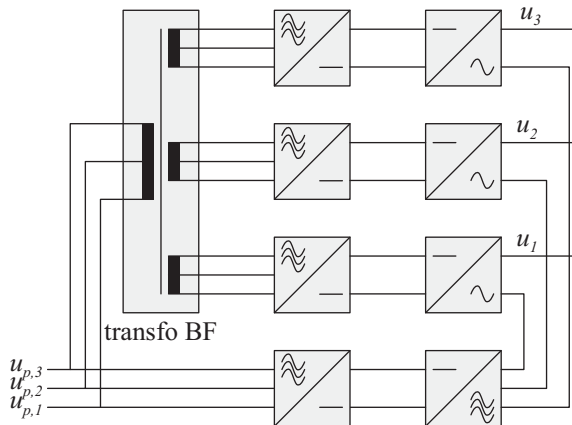
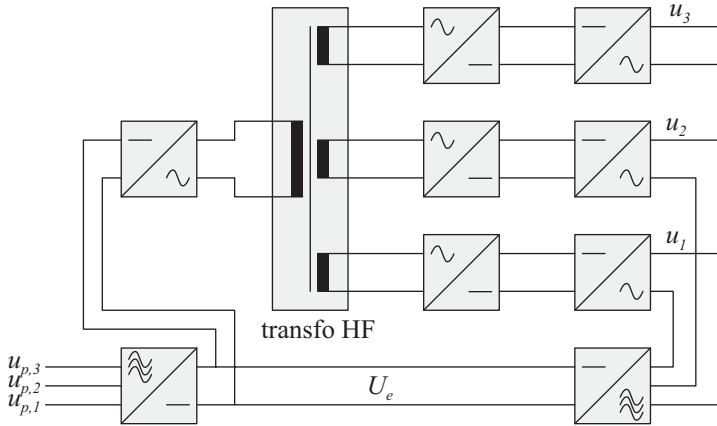
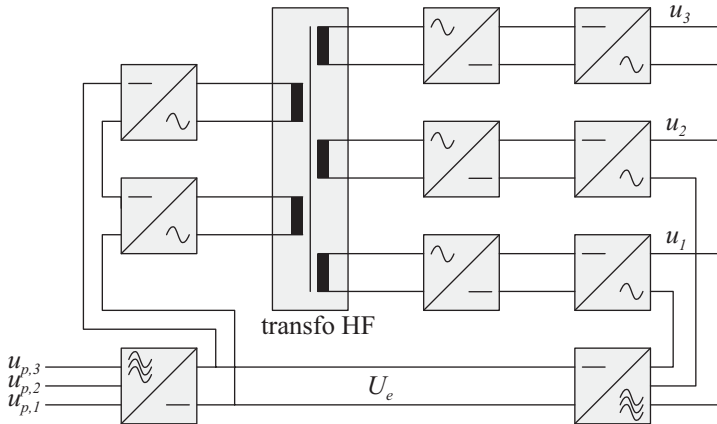


FIG. 5.11 : Convertisseurs AC-AC multiniveau asymétrique au secondaire avec alimentation simplifiée. Seule l'alimentation de la cellule basse tension est isolée avec un transformateur basse fréquence.



(a) un seul convertisseur DC-AC primaire



(b) plusieurs convertisseurs DC-AC primaires

FIG. 5.12 : Convertisseurs AC-AC mult niveau asymétrique au secondaire avec alimentation simplifiée. Seule la cellule basse tension est alimentée par un convertisseur DC-DC haute fréquence.

5.3 Théorie du réglage des flux d'énergie des onduleurs monophasés

En préambule, nous nous intéresserons au moyen de n'alimenter les cellules de l'onduleur multiniveau qu'au moyen de redresseurs. De là nous élargirons le problème et nous établirons dans quels cas et sous quelles conditions il est possible d'omettre l'alimentation d'un groupe de cellules d'un onduleur monophasé.

5.3.1 Préambule : alimentation constituée de redresseurs uniquement

5.3.1.1 Configurations de deux groupes de cellules sans circulation de puissance

Dans ces travaux [29], C. Rech recherche les configurations permettant (naturellement) de garantir l'absence de circulation moyenne de puissance entre les cellules. L'intérêt de ces configurations réside dans le fait que les cellules peuvent être alimentées uniquement avec des redresseurs pour les convertisseurs ne fonctionnant que comme générateurs. Dans cette section nous dériverons la solution publiée dans [29] pour deux groupes de cellules.

Hypothèses du modèle étudié

1. L'onduleur analysé est constitué d'un ensemble de cellules 3 niveaux. Sa configuration vérifie la loi de modulation optimisée (2.34), il est commandé par la méthode décrite au §4.2.1 : seule la cellule basse tension module, toutes les autres cellules de tension d'entrée supérieure au pas sont commandées par quantification de la référence.
2. L'étude est restreinte aux trajectoires sinusoïdales :

$$u_{ref}(t) = \hat{U}_{ref} \cdot \sin(\omega t) \quad (5.1)$$

La tension de sortie de la grande cellule présente 4 commutations par période définies par un seul angle comme représenté à la Fig. 5.13.

3. La distorsion sur le courant de l'onduleur est négligée : il est supposé sinusoïdal, en conséquence la puissance moyenne sur une période échangée entre l'onduleur et sa charge sur une période ne dépend que de la composante fondamentale de la tension.

Harmoniques du signal de la grande cellule

Calculons les harmoniques du signal rectangulaire généré par la grande cellule de l'onduleur. Ce signal est caractérisé par l'amplitude V_1 et l'angle α comme

illustré à la Fig. 5.13. Ce signal est pair, il ne présente donc que des composantes sinusoïdales (pas de composantes cosinusoïdales). Le signal de référence de l'onduleur est défini par l'expression :

$$u_{ref} = \hat{U}_{ref} \cdot \sin(\omega t) \quad (5.2)$$

L'expression générale des coefficients de la série de Fourier est :

$$a_\nu = \frac{1}{\pi} \int_{\theta=0}^{\theta=2\pi} x(\theta) \sin(\nu\theta) d\theta \quad (5.3)$$

En introduisant l'expression du signal dans l'intégrale, il vient :

$$a_\nu = \frac{2}{\pi} \int_{\theta=\alpha}^{\theta=\pi-\alpha} V_1 \sin(\nu\theta) d\theta \quad (5.4)$$

$$= \frac{2V_1}{\nu\pi} \{ \cos(\nu\alpha) - \cos(\nu\pi - \nu\alpha) \} \quad (5.5)$$

Nous obtenons l'expression des harmoniques en fonction de α :

$$\begin{cases} a_\nu = 0 & \forall \nu \text{ pair} \\ a_\nu = \frac{4V_1 \cos(\nu\alpha)}{\nu\pi} & \forall \nu \text{ impair} \end{cases} \quad (5.6)$$

Le signal de sortie de la grande cellule est rectangulaire et commute de la valeur 0 à la valeur V_1 lorsque le signal de référence dépasse la valeur de changement de bande V_C . Ce signal est illustré à la Fig. 5.13. L'angle de commutation correspondant α vaut :

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{V_C}{\hat{U}_{ref}}\right) \quad \hat{U}_{ref} \geq V_C \quad (5.7)$$

Cette équation n'a de solution que lorsque $\hat{U}_{ref} \geq V_C$. Lorsque $\hat{U}_{ref} < V_C$, il n'y a pas de commutation, la tension de sortie de la grande cellule reste nulle. Introduisant (5.7) dans l'expression (5.6), nous obtenons la valeur des harmoniques en fonction du seuil de commutation :

$$a_\nu = \frac{4V_1}{\nu\pi} \cos\left\{\nu \arcsin\left(\frac{V_C}{\hat{U}_{ref}}\right)\right\} \quad (5.8)$$

Expression du fondamental et de la puissance de la grande cellule

En régime établi, seul le fondamental fait circuler de la puissance. On obtient donc une expression proportionnelle à la puissance moyenne en posant $\nu = 1$ dans

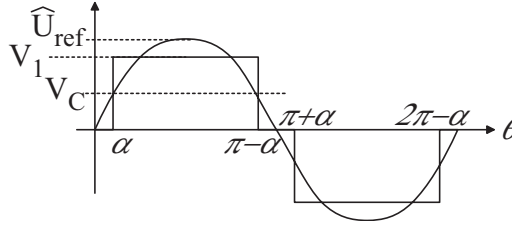


FIG. 5.13 : Signal de référence et signal généré de la cellule de plus haute tension

(5.8) :

$$a_1 = \frac{4V_1}{\pi} \sqrt{1 - \frac{V_C^2}{\hat{U}_{ref}^2}} \quad (5.9)$$

[29] écrit V_1 sous la forme :

$$V_1 = K\sigma \quad 1 \leq K \leq 2 \quad (5.10)$$

σ est la somme des tensions d'entrée de toutes les cellules sauf celle de tension la plus élevée. K est le rapport entre la tension d'entrée de la grande cellule et la somme des tensions d'entrée des petites cellules σ . Introduisant (5.10) dans (5.11), l'expression du fondamental devient :

$$a_1 = \frac{4K\sigma}{\pi} \sqrt{1 - \frac{V_C^2}{\hat{U}_{ref}^2}} \quad (5.11)$$

Domaine de fonctionnement sans circulation de puissance

Imposer que la puissance générée par l'ensemble des cellules est positive en valeur moyenne implique que l'amplitude du fondamental généré par la plus grande des cellules soit plus petite que l'amplitude du fondamental généré par l'onduleur :

$$a_1 \leq \hat{U}_{ref} \quad (5.12)$$

En substituant a_1 par (5.11), nous obtenons :

$$\frac{4K\sigma}{\pi} \sqrt{1 - \frac{V_C^2}{\hat{U}_{ref}^2}} - \hat{U}_{ref} \leq 0 \quad (5.13)$$

Cette inégalité est difficile à résoudre. Sachant que a_1 et \hat{U}_{ref} doivent être tous deux positifs, il est plus simple de comparer leurs carrés :

$$\left(\frac{4K\sigma}{\pi}\right)^2 \left(1 - \frac{V_C^2}{\hat{U}_{ref}^2}\right) - \hat{U}_{ref}^2 \leq 0 \quad (5.14)$$

Pour déterminer les limites du domaine à circulation de puissance, cherchons les zéros de cette expression en fonction de \hat{U}_{ref} :

$$\left(\frac{4K\sigma}{\pi}\right)^2 \left(1 - \frac{V_C^2}{\hat{U}_{ref}^2}\right) - \hat{U}_{ref}^2 = 0 \quad (5.15)$$

Après quelques développements, décrits en annexe E.2, nous obtenons les racines de (5.15) qui délimitent l'intervalle à l'intérieur duquel il y a une circulation moyenne de puissance :

$$\hat{U}_{ref1,2} = \sqrt{E_{1,2}} = \frac{2\sqrt{2}K\sigma}{\pi} \sqrt{1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{\pi V_C}{2K\sigma}\right)^2}} \quad (5.16)$$

Configuration la plus asymétrique sans circulation de puissance

Notre objectif est de ne pas avoir de circulation moyenne de puissance. La puissance tirée des petites cellules ne doit pas changer de signe quelle que soit l'amplitude \hat{U}_{ref} . Autrement dit le déterminant (E.19) doit être négatif pour qu'il n'y ait pas de zéros (5.13). Nous trouvons la limite lorsque ce déterminant est nul et que les 2 zéros décrits par (5.16) sont identiques :

$$\sqrt{1 - \left(\frac{\pi V_C}{2K_{max}\sigma}\right)^2} = 0 \quad (5.17)$$

Nous obtenons ainsi le rapport maximum qui permet une absence de circulation de puissance en valeur moyenne :

$$K_{max} = \frac{\pi V_C}{2\sigma} \quad (5.18)$$

Le rapport (5.18) dépend de la valeur de commutation V_C . Plus cette valeur est grande, plus K_{max} est grand. Nous pouvons commuter au plus tard lorsqu'on atteint le maximum de l'amplitude des petites cellules, soit lorsque V_C vaut σ . Nous obtenons alors le rapport maximum donné dans [29] :

$$K_{max} = \frac{\pi}{2} \quad (5.19)$$

L'équation (5.19) nous indique que le rapport maximum à appliquer entre la tension d'entrée de la cellule de plus grande tension et la somme des tensions d'entrée des autres cellules ne doit pas dépasser $\frac{\pi}{2}$ si l'on souhaite obtenir des puissances qui soient dans le même sens entre ces 2 groupes de cellule. Au delà de ce rapport, il y a une circulation de puissance pour les amplitudes comprises entre les racines définies en (5.16) (illustration Fig. 5.15).

La configuration $\Delta U_j = \{1, \frac{\pi}{2}\}$ n'est pas uniforme, de sorte que la configuration $\Delta U_j = \{1, 1\}$ est la seule configuration de deux cellules qui satisfasse la condition 5.19. Il n'y a pas de configuration asymétrique à deux cellules satisfaisant cette condition.

Cependant, le problème de deux groupes de cellules différentes se déduit directement de ces développements en supposant que la sollicitation en puissance est répartie uniformément à l'intérieur de chacun des groupes de cellules. La condition peut alors être mieux approchée par des configurations plus complexes pour lesquelles l'équilibrage entre petites cellules est trivial, c'est à dire lorsque toutes les cellules du groupe des cellules de basse tension sont identiques :

$$\Delta U_k \leq \frac{\pi}{2} \cdot p \cdot \Delta U_1 \quad (5.20)$$

avec p le nombre de cellules du groupe des cellules de basse tension. Quelques exemples des configurations les plus asymétriques satisfaisant cette condition :

$$\begin{aligned} \Delta U_j &= \{1, 1, 3\} \\ \Delta U_j &= \{1, 1, 1, 4\} \end{aligned} \quad (5.21)$$

5.3.1.2 Alimentation de plus de deux cellules par des redresseurs dans le cas de trajectoires sinusoïdales

Pour plus que deux groupes de cellules différentes, il faut répéter les développements.

Nouveau modèle

La plus grande des cellules restantes est prise comme nouvelle cellule dont il faut déterminer le fondamental. Dans le cas général, sa référence n'est pas sinusoïdale, puisqu'elle est constituée d'une référence sinusoïdale retranchée du signal rectangulaire de la grande cellule. Les références de trois cellules d'un onduleur sont illustrées pour exemple à la Fig. 5.15. Dans le nouveau modèle, il faut prendre en considération tous ces nouveaux points de commutation, ce qui complique les développements qui deviennent de plus en plus compliqué au fur et à mesure que le nombre de cellules augmente.

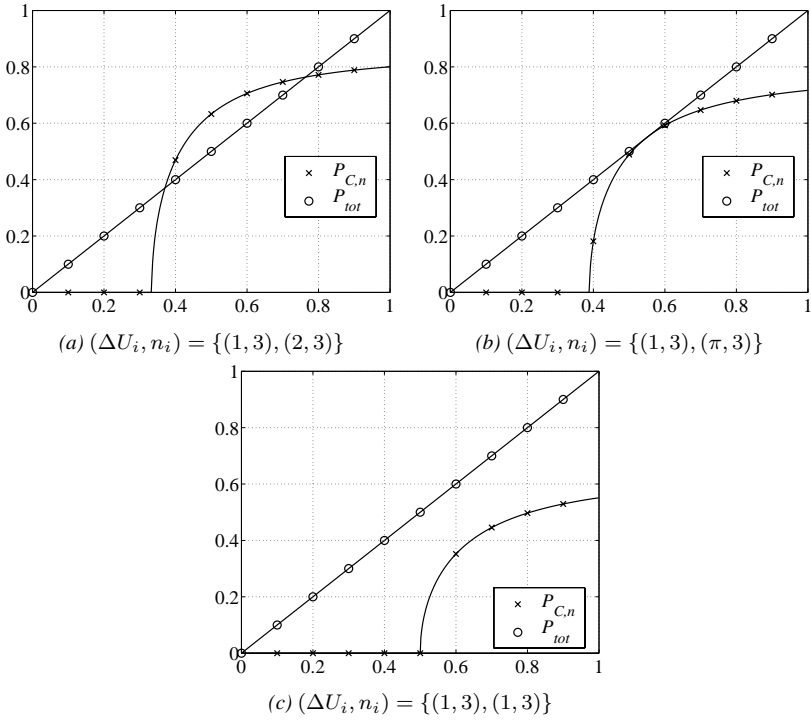


FIG. 5.14 : Répartition de la puissance : (a) $K = 2$; (b) $K = \frac{\pi}{2}$; (c) $K = 1$

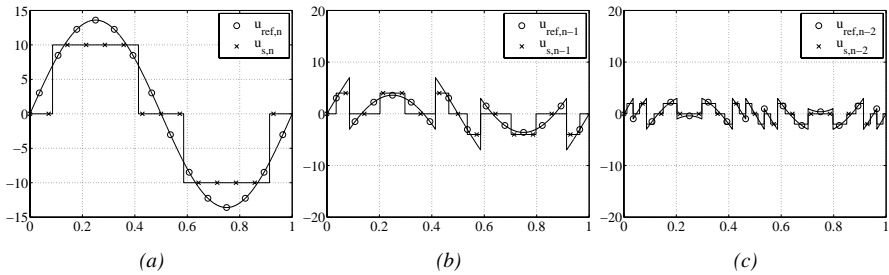


FIG. 5.15 : Référence et signal de sortie pour la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3), (4, 3), (10, 3)\}$ pour une amplitude $\tilde{U}_{ref} = 13.6$; références : (a) de la grande cellule ; (b) de la deuxième cellule de tension la plus élevée ; (c) de la cellule troisième cellule de tension la plus élevée

5.3.2 Généralités

5.3.2.1 Puissance du convertisseur

Le convertisseur est composé de m cellules. Désignons par m_G le nombre des cellules du groupe haute tension alimenté et par m_P le nombre de cellules du groupe basse tension non alimenté⁴. Pendant un intervalle de Δt , l'énergie se répartit entre les cellules du convertisseur selon l'expression :

$$\int_{t_0}^{t_0+\Delta t} p(t) \cdot dt = \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \left\{ \sum_{j=m_P+1}^{j=m} s_j(t) \cdot \Delta U_j + \sum_{j=1}^{j=p} s_j(t) \cdot \Delta U_j \right\} \cdot i(t) \cdot dt \quad (5.22)$$

avec s_j la fonction de commande de la cellule j :

$$-\frac{n_j - 1}{2} \leq s_j \leq \frac{n_j - 1}{2} \quad (5.23)$$

La première somme est la contribution du groupe des m_G cellules de haute tension au transfert d'énergie, la deuxième celle du groupe des m_P cellules de basse tension.

5.3.2.2 Amplitude de l'onduleur avec omission de l'alimentation des petites cellules

Lorsque l'alimentation du groupe des cellules basse tension est omise, l'amplitude minimale atteignable par l'onduleur est celle atteignable par le groupe des cellules haute tension :

$$\Sigma U_{(m_P+1)-m} = \sum_{j=m_P+1}^m \frac{n_j - 1}{2} \Delta U_j \quad (5.24)$$

L'amplitude minimale atteignable en régime sinusoïdal est l'amplitude maximale du fondamental générable par la cellule haute tension :

$$\frac{4}{\pi} \sum_{j=p+1}^m \frac{n_j - 1}{2} \Delta U_j \quad (5.25)$$

Les expressions (5.25) et (5.24) donnent les amplitudes maximales de la composante de tension parallèle au courant, c'est à dire générant de la puissance active. Nous pouvons ajouter une composante perpendiculaire qui ne génère que de la puissance réactive à ces amplitudes.

⁴Sans perte de généralité, nous parlons parfois plus simplement de cellule haute tension et de cellule basse tension pour alléger l'écriture.

5.3.3 Principe d'équilibrage applicable à toute configuration

Lorsque la tension de référence est atteignable par le groupe des cellules de haute tension sans l'appoint du groupe des cellules basse tension, alors il est possible de satisfaire le bilan énergétique uniquement à l'aide des cellules du groupe haute tension :

$$\frac{1}{\Delta t} \cdot \int_{t=t_0}^{t=t_0+\Delta t} \sum_{j=p+1}^{j=m} s_j \cdot \Delta U_j \cdot i \cdot dt = u_{ref} \cdot i \quad (5.26)$$

Le groupe de cellules basse tension ne participant pas au transfert d'énergie, il vient :

$$\int_{t=t_0}^{t=t_0+\Delta t} \sum_{j=1}^{j=p} s_j \cdot \Delta U_j \cdot i \cdot dt = 0 \quad (5.27)$$

Si les expressions (5.26) et (5.27) sont satisfaites en tout instant ($\Delta t \rightarrow 0$), la contribution des cellules basse tension est nulle aussi bien en termes de puissance qu'en termes de tension et elles deviennent inutiles. Pour que le groupe des cellules de basse tension contribue à la qualité de la tension, il faut qu'il y ait participation à l'échange de puissance : on ne peut pas choisir Δt aussi petit que possible. Nous devons nous contenter d'imposer (5.26) et (5.27) en valeur moyenne.

Il est donc toujours possible de régler les flux d'énergie entre les deux groupes de cellules en renonçant parfois à l'uniformité du pas — donc au détriment de la qualité de la tension générée, nous reviendrons sur ce point — et en les faisant travailler de manière indépendante. A cause de la dégradation de la qualité de la tension occasionnée par cette méthode d'équilibrage, il n'est pas souhaitable d'utiliser l'onduleur de cette manière. Nous verrons d'autres moyens d'équilibrage plus intéressants qui ne dégradent pas la qualité de la tension. Cependant cette première possibilité d'équilibrage est très intéressante car elle fonctionne pour toute configuration et en toutes conditions. Elle est très utile pour regagner l'équilibre en cas de sollicitation importante et de fort déséquilibre, ou pour précharger les condensateurs au démarrage du convertisseur.

5.3.4 Configurations satisfaisant équilibrage et pas uniforme

Il faut considérer trois cas de fonctionnement énuméré en ordre inverse de la qualité de la tension générée :

1. L'onduleur applique la valeur moyenne de la référence à la charge à l'aide de niveaux adjacents sans moduler la cellule haute tension.
2. L'onduleur applique la valeur moyenne de la référence à la charge à l'aide de niveaux adjacents.

3. L'onduleur applique la valeur moyenne de la référence à la charge à l'aide de niveaux qui ne sont pas adjacents. Le pas entre les niveaux modulés est plus grand que le pas élémentaire de l'onduleur et bien que ce dernier dispose théoriquement de niveaux uniformes, on peut considérer que l'uniformité est momentanément perdue.

4. L'onduleur n'applique pas la bonne valeur moyenne de tension à la charge.

Précédemment, nous avons toujours considéré que l'onduleur fonctionnait dans un des deux premiers modes. Les contraintes d'équilibrage imposées à l'alimentation peuvent nous obliger à quitter ce mode de fonctionnement idéal. Le principe d'équilibrage traité au §5.3.3 ne permet pas toujours de moduler des niveaux adjacents. Il impose souvent de passer dans le troisième mode qui assure l'équilibrage, l'application de la référence correcte, mais pas l'uniformité du pas appliqué. En cas de réglage de courant sur une charge inductive, le courant pourra être réglé convenablement, mais une ondulation inacceptable pourra apparaître. En cas de fort déséquilibre des tensions, il est même possible de se retrouver dans le quatrième mode, c'est à dire d'être dans l'incapacité d'appliquer la bonne tension à la charge. Dans ce dernier cas qu'il faut absolument éviter, on peut perdre le contrôle de la charge. Dans cette section, nous décrirons comment dimensionner une configuration équilibrable et uniforme.

5.3.4.1 Exemple de configurations ne convenant pas simultanément à l'équilibrage et à l'uniformité

Les configurations les plus asymétriques sont les plus simples à étudier, car de part l'absence de redondance, il n'y a qu'une seule trajectoire possible pour une référence donnée. Par exemple, il est simple de déduire que la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$ ne garantit pas l'absence d'échange de puissance entre ses deux cellules par simple examen de la représentation d'état. Les niveaux -2 et 2 sont générés par action antagoniste des cellules :

$$\begin{bmatrix} +4 \\ +3 \\ +2 \\ +1 \\ 0 \\ -1 \\ -2 \\ -3 \\ -4 \end{bmatrix} \cdot \Delta U_1 = \begin{bmatrix} +3 \\ +3 \\ +3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -3 \\ -3 \\ -3 \end{bmatrix} \cdot \Delta U_1 + \begin{bmatrix} +1 \\ 0 \\ -1 \\ +1 \\ 0 \\ -1 \\ +1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \cdot \Delta U_1 \quad (5.28)$$

Lorsque le signal généré comporte une proportion importante de niveaux obtenus par action antagoniste de deux groupes de cellules, il y a une circulation de puis-

sance en valeur moyenne. Cette circulation de puissance va généralement dans le sens du courant, des cellules haute tension vers les cellules basse tension, les premières donnant le sens général de la tension, les dernières effectuant le plus souvent une correction d'intensité. Par nature des onduleurs à cellules en série, des niveaux obtenus par action antagoniste existent pour toutes les configurations comportant au moins une cellule bipolaire. Pour toutes les configurations les plus asymétriques, ces niveaux ne peuvent pas être évités puisqu'il n'existe qu'une trajectoire de sortie possible pour une référence donnée. Dans ce cas, il existe des trajectoires de référence pour lesquelles l'équilibre n'est pas possible⁵.

5.3.4.2 Condition de dimensionnement garantissant l'absence d'échange de puissance

La configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$ permet de garantir l'absence de circulation de puissance, car tous les niveaux peuvent être générés de façon concertée :

$$\begin{bmatrix} +3 \\ +2 \\ +1 \\ 0 \\ -1 \\ -2 \\ -3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +2 \\ +2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -2 \\ -2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} +1 \\ 0 \\ +1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Cette configuration possède deux autres états de commutation possible qui permettent de générer les niveaux -1 et $+1$. Nous n'utiliserons cependant pas ces états qui conduisent à une circulation de puissance :

$$\begin{bmatrix} +1 \\ -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +2 \\ -2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ +1 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Pour qu'une configuration puisse être alimentée uniquement au moyen de redresseurs, quelles que soient les trajectoires de tension et de courant, il faut qu'il y ait absence de circulation de puissance en tout instant. Aucun niveau ne doit être généré par différence de deux tensions de cellules, tous les niveaux utilisés doivent pouvoir être générés par actions concertées de toutes les cellules.

Des niveaux sont souvent générés par actions antagonistes des cellules lorsque la petite cellule atteint son amplitude maximale et qu'il faut passer au niveau suivant : la tension de la grande cellule est alors incrémentée d'un pas et le niveau suivant est obtenu en inversant la tension de la petite cellule.

⁵Il suffit de considérer celle qui suit un de ces niveaux générés par action antagoniste, et il en existe nombre d'autres moins pathologiques, comme des sinusoides d'amplitudes moyennes.

Passant du plus grand des niveaux générés par la petite cellule au niveau suivant, il n'est pas nécessaire de soustraire une contribution de la petite cellule au niveau suivant de la grande cellule que si ce niveau est plus petit ou égal à la cible à atteindre. Cela se traduit par la condition :

$$V_{B,i} + V_{A,n_A} + \Delta U_A \leq V_{B,i+1} \quad \forall i \quad (5.31)$$

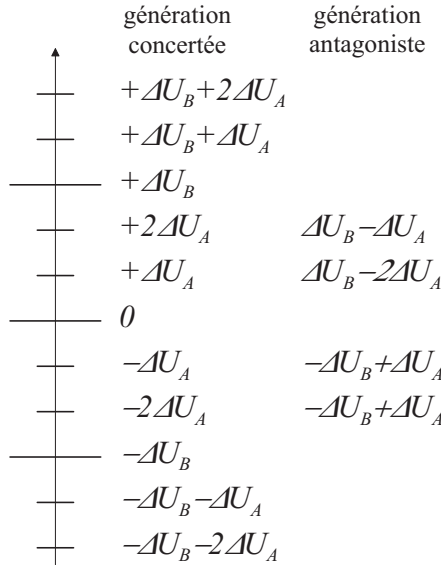


FIG. 5.16 : Illustration graphique de la condition limite d'uniformité et d'équilibrage pour deux cellules : tous les niveaux peuvent être obtenus par addition de deux niveaux de même signe.

Cette condition est illustrée à la Fig. 5.16, elle est facilement réécrite en termes des pas et nombre de niveaux :

$$\Delta U_B \leq \frac{n_A + 1}{2} \cdot \Delta U_A \quad (5.32)$$

Elle se généralise facilement pour une combinaison de plus de deux cellules :

$$\Delta U_{k+1} \leq \Delta U_1 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^k (n_j - 1) \cdot \Delta U_j \quad (5.33)$$

Ainsi, pour une combinaison de pont en H à 3 niveaux, la configuration la plus asymétrique satisfaisant la condition (5.33) est :

$$\Delta U_i = \{1, 2, 4, 8, 16, \dots\} \cdot \Delta U_1 \quad (5.34)$$

Si la grande cellule ne comporte pas de zéro, alors les niveaux de l'onduleur situés dans l'intervalle autour de zéro ne pourront être générés que par action antagoniste de plusieurs cellules, comme illustré à la Fig. 5.17. Pour que la condition (5.33) permette d'obtenir des niveaux qui puissent tous être générés en concertation, il faut que la grande cellule et toutes les combinaisons de grandes cellules génèrent un zéro.

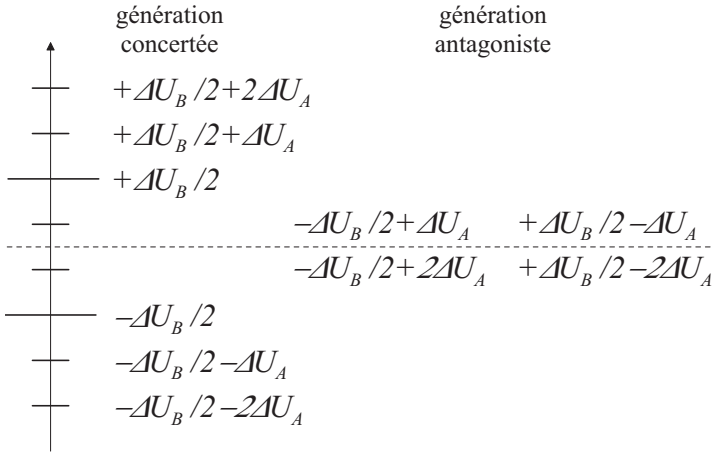


FIG. 5.17 : Si la grande cellule ne génère pas de niveau zéro, certains niveaux ne peuvent pas être générés autrement que par action antagoniste.

5.3.4.3 Condition de dimensionnement assurant l'équilibrage

Le fait d'être en mesure d'alimenter l'onduleur uniquement à l'aide de redresseurs ne nous avance pas beaucoup pour les applications réversibles en puissance. Il serait plus intéressant d'être en mesure de ne pas alimenter un groupe de cellules basse tension. Pour cela, il faudrait être en mesure de générer chacun des niveaux de deux manières différentes permettant d'inverser le flux de puissance dans la petite cellule.

Nous venons de résoudre ce problème en résolvant celui de l'alimentation à redresseurs. Reprenons la condition (5.33). Si tous les niveaux situés entre deux

niveaux adjacents de la grande cellule peuvent être atteints depuis son niveau inférieur par une contribution (positive) de la cellule basse tension, alors réciproquement ils peuvent l'être par une contribution négative de la petite cellule depuis son niveau supérieur :

$$V_{B,i} + V_{A,n_A} + \Delta U_A \leq V_{B,i+1} \Leftrightarrow V_{B,i+1} + V_{A,1} - \Delta U_A \leq V_{B,i} \quad (5.35)$$

Autrement dit, lorsque la condition (5.33) est satisfaite, tout niveau V_i compris entre $V_{B,i}$ et $V_{B,i+1}$ peut s'exprimer de deux manières différentes :

$$V_i = V_{B,i} + k \cdot \Delta U_A = V_{B,i+1} - \left(\frac{\Delta U_B}{\Delta U_A} - k \right) \cdot \Delta U_A \quad 0 < k \leq \frac{n_A - 1}{2} \quad (5.36)$$

Lorsque la limite de la condition (5.33) est atteinte, $V_{B,i}$ et $V_{B,i+1}$ ne peuvent s'exprimer que d'une seule manière, sans contribution de la petite cellule, tous les niveaux intermédiaires s'exprimant de deux manières différentes impliquant des contributions opposées de la petite cellule. Cela valable même lorsque la grande cellule ne génère pas de zéro. Ces niveaux redondants permettant l'équilibrage sont illustrés aux Fig. 5.16 et 5.17.

La condition d'équilibrage et celle permettant d'annuler la circulation de puissance (5.32) sont donc équivalentes :

$$\Delta U_B \leq \frac{n_A + 1}{2} \cdot \Delta U_A \quad (5.37)$$

Chacune de ces deux cellules peut être formée d'un ensemble de cellules. Il ne peut pas y avoir d'échange de puissance entre les cellules non alimentées qui forment la cellule basse tension équivalente, elles doivent en conséquence être dimensionnées d'après la condition (5.37). En revanche, le principal critère de dimensionnement de la cellule haute tension est de disposer d'une alimentation unique afin d'avoir un rendement élevé.

5.3.4.4 Compensation des déséquilibres

Tous les niveaux intermédiaires aux niveaux de la grande cellule sont redondants, tandis que dans le cas limite, les niveaux de la grande cellule ne sont pas redondants. Ces derniers niveaux ne font pas intervenir la petite cellule, ils n'aggravent pas les écarts ni ne permettent de les compenser.

La stratégie de compensation des déséquilibres consiste à moduler deux réalisations différentes d'un niveau redondant pour obtenir la bonne répartition de puissance. Il faut observer que la fréquence de modulation pour la compensation des déséquilibres n'a généralement pas besoin d'être aussi élevée que la fréquence

de modulation apparente du signal de sortie⁶. Elle n'est liée qu'à la précision de réglage des tensions à régler. Une fréquence basse conduit à une excursion importante de la fréquence à régler, voire à une perte de contrôlabilité du système.

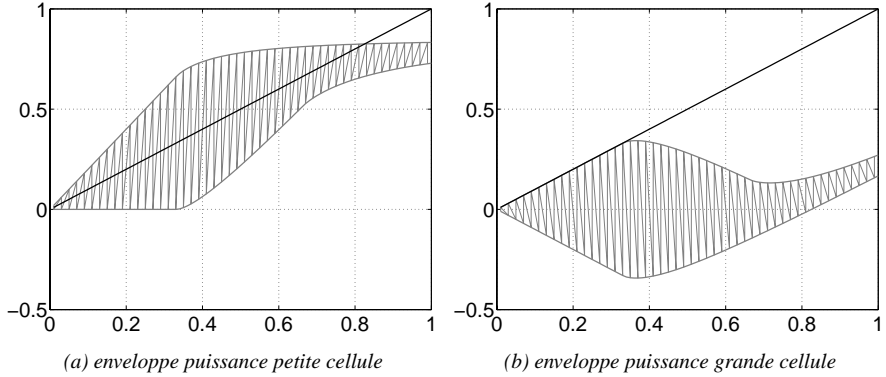


FIG. 5.18 : Répartition possible de la puissance pour la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$.

Exemple

Pour la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$, pour une trajectoire sinusoïdale de courant et de tension, les Fig. 5.18(a) et (b) montrent les enveloppes à l'intérieur desquelles il est possible de modifier le flux de puissance, respectivement pour la grande et pour la petite cellule. Pour une trajectoire quelconque, d'après (5.24) il est possible d'omettre l'alimentation pour une amplitude théorique allant de 0 à environ 67 %, pour une trajectoire sinusoïdale, d'après (5.25), cette plage va de 0 à environ 85 %.

5.3.5 Configurations satisfaisant équilibrage et modulation optimisée

Nous venons de voir qu'il est possible d'omettre l'alimentation de la petite cellule de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$. Pourtant nous vu précédemment en introduction (cf. § 5.1.2 Fig. 5.3) que la trajectoire dans l'espace

⁶A l'opposé, elle pourrait être plus élevée, mais cela générerait des pertes par commutation considérables.

d'état était imposée par la stratégie de commande lorsqu'on cherchait à supprimer la modulation de la grande cellule, et que cette trajectoire imposait une circulation moyenne de puissance entre les cellules.

Lorsque la configuration est à la limite supérieure de la condition (5.33), les niveaux de la cellule haute tension ne sont pas redondants. Cela n'est pas gênant pour la régler la répartition de puissance car la petite cellule n'intervient pas dans la génération de ces niveaux. Cependant en modulant un de ces niveaux avec soit le niveau immédiatement supérieur, soit l'inférieur, nous devons choisir un des deux représentants de ce niveau adjacent. Un de ces représentants ne diffère que par la tension de la petite cellule, l'autre diffère par les deux tensions. La minimisation des pertes par commutation impose le choix du premier représentant, mais ce choix supprime toute possibilité d'intervention sur le flux de puissance. Le choix du deuxième représentant entraîne une commutation de la grande cellule à chaque période de modulation, ce qui conduit à des pertes élevées.

Pour être en mesure de ne moduler une paire quelconque de niveaux sans moduler la cellule haute tension et tout en conservant la capacité d'intervenir sur la répartition de la puissance, il faut également que les niveaux de la cellule haute tension possède deux réalisations obtenues par deux niveaux différents de la cellule haute tension. La condition satisfaisant équilibrage et modulation s'écrit :

$$\Delta U_B \leq \frac{n_A - 1}{2} \cdot \Delta U_A \quad (5.38)$$

En généralisant (5.38) pour une configuration comportant un nombre quelconque de cellules, nous obtenons :

$$\Delta U_{k+1} \leq \frac{1}{2} \sum_{j=1}^k (n_j - 1) \cdot \Delta U_j \quad (5.39)$$

Ainsi, pour une combinaison de pont en H à 3 niveaux, la configuration la plus asymétrique satisfaisant la condition (5.39) est :

$$\Delta U_i = \{1, 1, 2, 4, 8, \dots\} \cdot \Delta U_1 \quad (5.40)$$

Pour ce type de configurations, certaines paires de niveaux peuvent être modulées de manières différentes dont aucune n'implique que la grande cellule à la fréquence de modulation apparente du convertisseur. Il est possible d'annuler la puissance moyenne générée par l'ensemble des cellules de basse tension tout en réduisant les pertes par commutation.

5.3.6 Retour à l'équilibre en cas de sollicitation importante

Selon le degré de contrôlabilité des flux de puissance, il n'est pas toujours possible de limiter suffisamment la sollicitation en puissance moyenne d'une cellule, de sorte que l'on peut s'éloigner de manière importante du point d'équilibre. La capacité à le retrouver l'équilibre peut être perdue si la configuration effective est très éloignée de la configuration théorique.

Pour les configurations satisfaisant équilibrage et modulation optimisée (5.39), il est toujours possible de gagner le point d'équilibre (plus rapidement) en passant d'un mode de fonctionnement sans commutations simultanées des cellules haute et basse tension à un mode moins restrictif où ces commutations sont permises. Des états qui ne sont pas utilisables dans le premier mode le deviennent et permettent de regagner plus rapidement le point d'équilibre.

Pour les configurations satisfaisant équilibrage et uniformité (5.33), ou pour gagner encore plus rapidement le point d'équilibre, il est possible de passer à un mode de fonctionnement où les cellules fonctionnent en cherchant à regagner le point d'équilibre sans chercher à moduler des niveaux adjacents.

Si la charge et l'onduleur tolèrent ces modes de fonctionnement, ils peuvent être utilisés pendant une partie brève du fonctionnement de l'onduleur sans dégrader le fonctionnement moyen du système de manière notable.

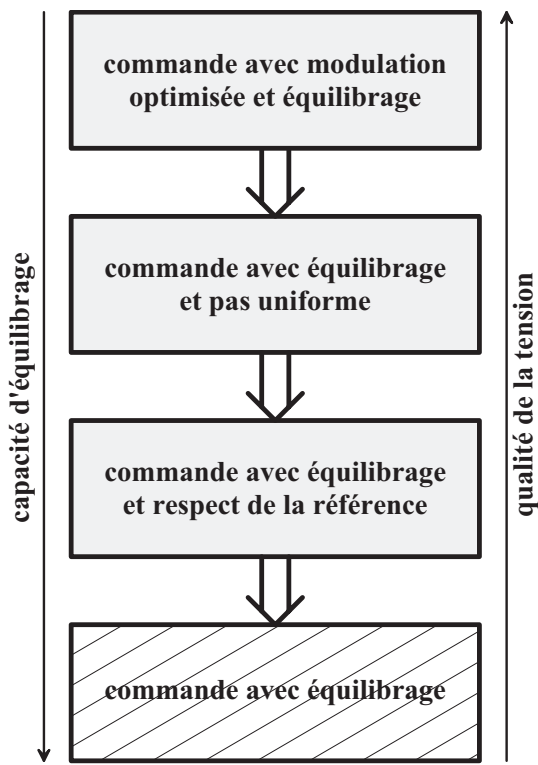


FIG. 5.19 : Relations entre les modes de fonctionnement du convertisseur

5.4 Théorie du réglage des flux d'énergie des cellules des onduleurs triphasés

5.4.1 Introduction

Nous allons étudier dans quels cas et sous quelles conditions il est possible d'omettre l'alimentation d'un groupe de cellules pour un onduleur triphasé sans neutre relié⁷. La puissance délivrée par le convertisseur à la charge est donnée par le produit scalaire du courant et de la tension :

$$p = \underline{u} \cdot \underline{i} \quad (5.41)$$

Pour simplifier l'analyse, nous supposons que le convertisseur est formé de deux groupes de cellules, l'un formant la cellule basse tension appelée A , l'autre formant la cellule haute tension appelée B . La puissance se répartit entre ces deux groupes de cellules selon leur contribution à la formation de la tension totale du convertisseur :

$$p = (\underline{u}_B + \underline{u}_A) \cdot \underline{i} = \underbrace{\underline{u}_B \cdot \underline{i}}_{p_B} + \underbrace{\underline{u}_A \cdot \underline{i}}_{p_A} \quad (5.42)$$

Pour pouvoir supprimer l'alimentation de la cellule basse tension, sa puissance moyenne doit être nulle, de sorte que toute l'énergie est fournie par la cellule haute tension :

$$\int p_A dt = \int \underline{u}_A \cdot \underline{i} dt = 0 \quad (5.43)$$

$$\int p dt = \int p_B dt \quad (5.44)$$

Lorsque ces égalités sont satisfaites, le régime stable existe. Cette existence établie, il faut examiner la fluctuation d'énergie engendrée par un ensemble de trajectoires données pour déterminer si elle est compatible avec la taille admissible des condensateurs d'alimentation en puissance réactive.

⁷L'onduleur triphasé à neutre relié pouvant être ramené à trois onduleurs monophasés indépendants.

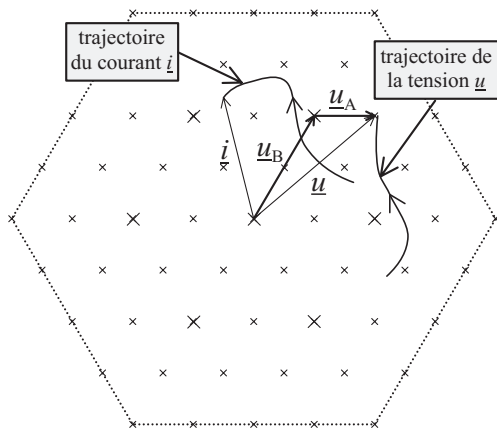


FIG. 5.20 : Phaseurs spatiaux de tension et de courant de l'onduleur : la puissance est obtenue par le produit scalaire des vecteurs de tension et de courant.

5.4.2 Préambule : méthodes d'équilibrage

5.4.2.1 Méthode d'équilibrage par réglage du fondamental de la composante homopolaire

Fixons-nous comme premier objectif d'alimenter les cellules de petits pas avec des redresseurs de telle sorte que nous devons assurer que la puissance moyenne délivrée par ces cellules est toujours positive. En observant la distribution de puissance de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$ pour une référence sinusoïdale équilibrée à la Fig. 5.22(b), nous constatons que la courbe de puissance de la petite cellule comporte une zone où la puissance est négative. Il faut absolument éviter de faire fonctionner l'onduleur dans cette zone qui est interdite. Dans le diagramme des phaseurs, représentons cette zone comme interdite à la Fig. 5.21.

Lorsque les phaseurs représentant les tensions de branche appartiennent à la zone interdite, il est possible de les décaler d'un même phaseur quelconque sans changer les tensions composées pour obtenir 3 phaseurs situés hors de la zone interdite, comme à la Fig. 5.21(b). Si la zone interdite n'est pas trop large, il sera toujours possible de trouver une solution.

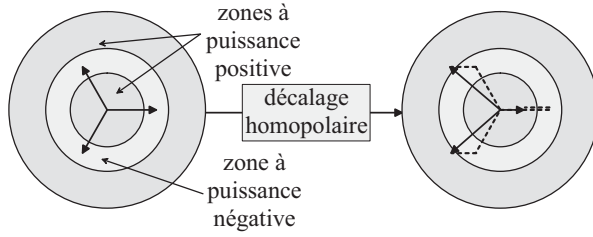


FIG. 5.21 : Principe

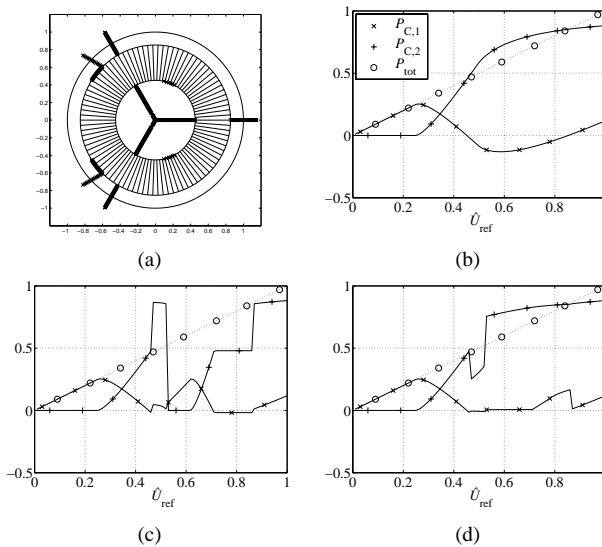


FIG. 5.22 : Répartition de la puissance de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$ (a) phaseurs décalés ; (b) répartition de la puissance sans compensation ; (c) et (d) répartition de la puissance avec compensation ; (c) phase 1 ; (d) phases 2 et 3.

La Fig. 5.22 montre que cette méthode peut être appliquée à la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$. Les phaseurs décalés sont représentés à la Fig. 5.22(a). La zone interdite est hachurée. Une solution est trouvée, excepté pour les plus grandes amplitudes de la zone interdite pour lesquelles le module des phaseurs décalés dépasse l'amplitude maximale de l'onduleur.

Cette méthode ne fonctionne qu'en régime permanent pour une référence sinusoïdale pour laquelle le modèle des phaseurs est valide. Pour une référence "aléatoire", nous passons à une autre méthode également basée sur le réglage de la composante homopolaire, mais dont les mécanismes sont totalement différents.

5.4.2.2 Méthode d'équilibrage par réglage des harmoniques de la composante homopolaire

Dans sa thèse [18], M. Veenstra étudie une stratégie d'équilibrage permettant de faire fonctionner un onduleur multiniveau asymétrique sans alimenter les cellules basse tension. A l'aide d'une fonction de coût, cette stratégie vise à minimiser les fluctuations des tensions des condensateurs d'alimentations de ces cellules. Cela permet de simplifier la structure du convertisseur et d'éliminer les pertes dans les convertisseurs d'alimentation. Nous décrivons le principe général sur lequel repose cette méthode⁸.

Le mécanisme qui décompose de la tension de branche dans les tensions des cellules est non-linéaire : une référence purement sinusoïdale conduit à un ensemble de tensions contenant des composantes harmoniques. Le fait d'ajouter un signal avec un contenu purement harmonique sans fondamental peut conduire à une variation de la répartition du fondamental entre les cellules d'une phase. En conséquence, l'ajout d'un signal de mode commun (homopolaire) permet de faire varier la répartition du fondamental et donc de la puissance sans modifier les tensions composées (de mode différentiel). L'utilisation de composantes de mode commun d'harmoniques 3 (3,6,9,etc.) permet d'effectuer la même modification sur l'ensemble des phases. L'utilisation de composantes de mode commun d'autres ordres permet d'effectuer une modification distincte pour les différentes phases.

Le principe est démontré à la Fig. 5.23. L'ajout d'un harmonique 3 sur une référence sinusoïdale influence la largeur du signal rectangulaire délivré par la cellule haute tension. La largeur de cette impulsion est directement liée à la valeur du fondamental et par voie de conséquence à la valeur de la puissance. La tension composée n'est pas modifiée.

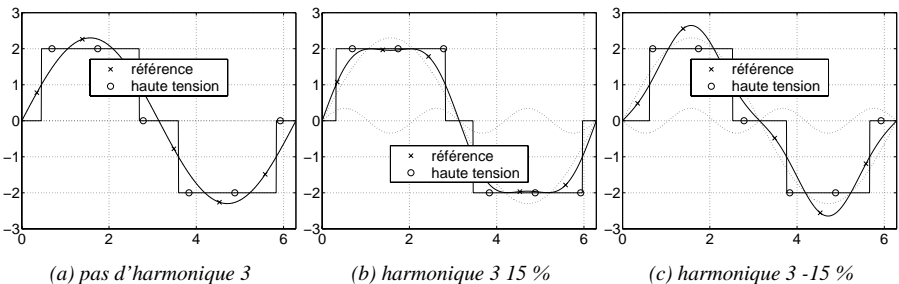


FIG. 5.23 : Illustration du principe de modification de la répartition de puissance par ajout d'harmoniques sur la composante homopolaire : effet d'un harmonique 3 sur la partie prise en charge par la cellule haute tension pour la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3)\}$.

⁸Pour de plus amples détails, se référer à la thèse de M. Veenstra, [18], ou à une de ses publications sur le sujet [38, 39, 40].

5.4.3 Configurations satisfaisant équilibrage et modulation optimisée

Rappel

Le domaine atteignable d'une cellule est l'aire délimitée par l'enveloppe des plus grands phaseurs spatiaux que cette cellule est capable de générer. Le domaine atteignable de la cellule haute tension est représenté à la Fig. 5.24.

Prenons par exemple la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$. Si la composante parallèle au courant est située à l'intérieur du domaine atteignable par la cellule haute tension, alors le bilan énergétique peut-être satisfait sans contribution de la cellule basse tension. Toutes les références dont la trajectoire de la composante parallèle au courant est entièrement située à l'intérieur de ce domaine peuvent être générées sans alimentation de la cellule basse tension. Toutes celles qui sont situées entièrement à l'extérieur de ce domaine nécessitent une contribution active de la cellule basse tension qui ne peut pas être fournie en régime permanent sans alimentation. Pour les autres trajectoires, il faut procéder à une étude au cas par cas.

N'importe quel point de fonctionnement situé à l'intérieur du domaine atteignable par la cellule haute tension peut être engendrée de trois manières différentes n'entraînant pas la modulation de la cellule haute tension :

$$\underline{u}_{ref} = \underline{V}_{B,a} + \underline{u}_{A,a} = \underline{V}_{B,b} + \underline{u}_{A,b} = \underline{V}_{B,c} + \underline{u}_{A,c} \quad (5.45)$$

avec $\underline{V}_{B,a}$, $\underline{V}_{B,b}$ et $\underline{V}_{B,c}$, les 3 phaseurs de la cellule haute tension qui forment un triangle autour de la référence, et $\underline{u}_{A,a}$, $\underline{u}_{A,b}$ et $\underline{u}_{A,c}$, les contributions de la petite cellule qui sont obtenues par modulation.

D'un autre côté, la référence peut aussi être atteinte sans contribution de la cellule basse tension par la cellule haute tension par composition des trois vecteurs $\underline{V}_{B,a}$, $\underline{V}_{B,b}$ et $\underline{V}_{B,c}$:

$$\underline{u}_{ref} = (1 - d_{B,b} - d_{B,c}) \cdot \underline{V}_{B,a} + d_{B,b} \cdot \underline{V}_{B,b} + d_{B,c} \cdot \underline{V}_{B,c} \quad (5.46)$$

Bien que cela ne soit pas nécessaire pour atteindre la référence uniquement à l'aide de la grande cellule, lorsque (5.46) est vérifiée, nous conservons les contributions de la cellule basse tension inchangées pour conserver la même forme d'onde générée et pour ne pas introduire de distorsion supplémentaire. Reprenant les réalisations de (5.45), il vient :

$$\underline{0} = (1 - d_{B,b} - d_{B,c}) \cdot \underline{u}_{A,a} + d_{B,b} \cdot \underline{u}_{A,b} + d_{B,c} \cdot \underline{u}_{A,c} \quad (5.47)$$

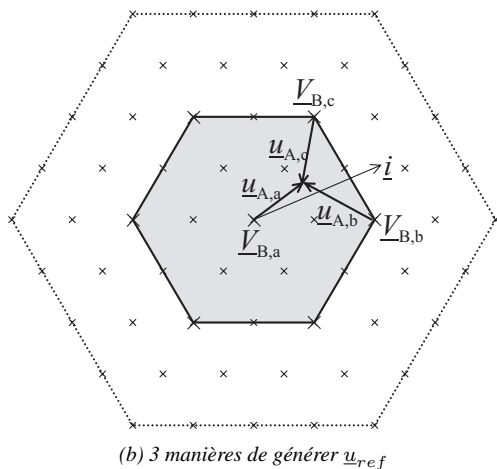
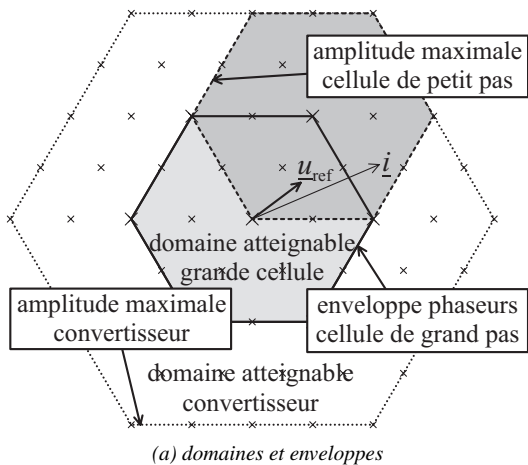


FIG. 5.24 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$: n'importe quelle référence à l'intérieur du domaine atteignable par la cellule haute-tension peut être générée de trois manières différentes sans modulation de la cellule haute tension.

avec $d_{B,b}$ et $d_{B,c}$ les rapports cycliques permettant de composer les réalisations combinées.

Le bilan énergétique s'exprime alors de la manière suivante :

$$E = \int_{t=t_0}^{t=t_0+\Delta t} \underline{u}_{ref} \cdot \underline{i} \quad (5.48)$$

$$= \int_{t=t_0}^{t=t_0+\Delta t} [s_{B,a}(t) \cdot \underline{V}_{B,a} + s_{B,b}(t) \cdot \underline{V}_{B,b} + s_{B,c}(t) \cdot \underline{V}_{B,c}] \cdot \underline{i} \quad (5.49)$$

$$\underline{0} = \int_{t=t_0}^{t=t_0+\Delta t} [s_{B,a}(t) \cdot \underline{u}_{A,a} + s_{B,b}(t) \cdot \underline{u}_{A,b} + s_{B,c}(t) \cdot \underline{u}_{A,c}] \cdot \underline{i} \quad (5.50)$$

avec $s_{B,a}(t)$, $s_{B,b}(t)$ et $s_{B,c}(t)$, les fonctions de commutations des phaseurs $\underline{V}_{B,a}$, $\underline{V}_{B,b}$ et $\underline{V}_{B,c}$. Ces fonctions du temps valent 1 ou 0, selon que le phaseur correspondant est activé ou non.

En suivant une trajectoire quelconque, il est possible de commuter autant de fois que nécessaire entre ces différentes réalisations de manière à assurer l'équilibre des puissances. La fréquence de commutation détermine l'amplitude de la fluctuation de tension des condensateurs d'alimentation en puissance réactive de la cellule basse tension. Lorsque Δt tend vers 0, le bilan énergétique a toujours au moins une solution triviale :

$$\underline{u}_{ref} = (1 - d_{B,b} - d_{B,c}) \cdot \underline{V}_{B,a} + d_{B,b} \cdot \underline{V}_{B,b} + d_{B,c} \cdot \underline{V}_{B,c} \quad (5.51)$$

avec $d_{B,b}$ et $d_{B,c}$ les rapports cycliques des fonctions de commutation $s_{B,b}$ et $s_{B,c}$. Cette solution annule toute sollicitation énergétique de la cellule basse tension. En revanche, il faut commuter la cellule haute tension à fréquence élevée (idéalement infinie, pratiquement égale à la fréquence de commutation de la cellule basse tension) entre $\underline{V}_{B,a}$, $\underline{V}_{B,b}$ et $\underline{V}_{B,c}$. En tolérant une certaine fluctuation d'énergie de la cellule basse tension, nous pouvons abaisser cette fréquence de commutation.

Il est important de remarquer que la fréquence de commutation de la cellule haute tension est indépendante de la fréquence de commutation de la cellule basse tension. La première fréquence est liée à la fluctuation d'énergie tolérée, la seconde est liée à l'onduleur de courant tolérée sur une charge inductive. On peut toujours réaliser l'équilibre des puissances moyenne pour cette configuration, sans avoir à moduler la cellule haute tension à la même fréquence que la cellule basse tension.

Condition vectorielle de modulation optimisée et d'équilibrage

Nous venons de montrer les propriétés de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$. D'une manière générale, toute configuration pour laquelle l'expression

tout point de fonctionnement appartenant au domaine atteignable par la grande cellule peut être atteint de trois manières différentes sans moduler la cellule haute tension possède les même propriétés de modulation optimisée et d'équilibrage. Cela revient à satisfaire (5.45). La petite cellule doit avoir une amplitude suffisante pour permettre d'atteindre tous les voisins d'un des phaseurs spatiaux de la cellule haute tension, ce qui signifie que son amplitude est égale au pas de la grande cellule :

$$\Delta U_B \leq (n_A - 1) \cdot \Delta U_A \quad (5.52)$$

Cette expression est équivalente à la loi de modulation optimisée scalaire (2.32). Toutes les configurations qui satisfont à la loi de modulation scalaire (2.33) satisfont également équilibrage et modulation pour une configuration triphasée sans neutre :

$$\Delta U_k \leq \Delta U_{k+1} \leq \sum_{j=1}^k (n_j - 1) \cdot \Delta U_j \quad (5.53)$$

5.4.4 Configurations satisfaisant équilibrage et pas uniforme

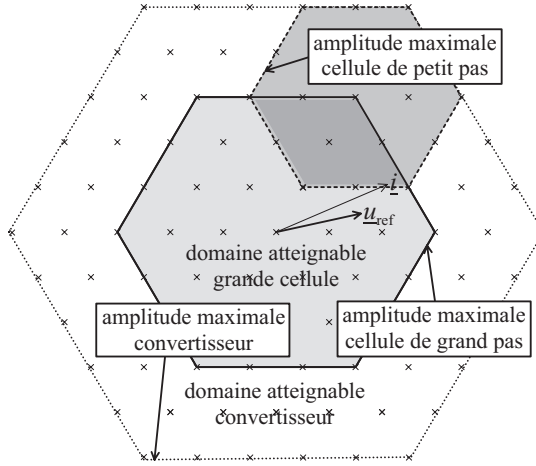
Prenons pour deuxième exemple la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$. Comme précédemment, l'alimentation de la cellule basse tension peut-être omise lorsque la composante de la référence parallèle au courant est située à l'intérieur du domaine limité par l'enveloppe des phaseurs de la grande cellule. Les différents domaines atteignables sont représentés à la Fig. 5.25(a).

Contrairement à la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$, il n'y a que 6 points situés aux intersections des enveloppes générables par la petite cellule qui peuvent être générés de trois manières différentes sans modulation de la cellule haute tension : (5.45) n'est presque jamais satisfait, cette configuration ne vérifie pas la loi vectorielle de modulation optimisée et d'équilibrage. En revanche, chacun des 3 phaseurs spatiaux à moduler pour générer la référence peut être réalisé de plusieurs manières différentes, comme illustré à la Fig. 5.25(b).

Revenons au cas général et supposons que le pas de la grande cellule est de un pas trop grand pour satisfaire (5.52) :

$$\Delta U_B = n_A \cdot \Delta U_A \quad (5.54)$$

Nous nous retrouvons dans la situation illustrée à la Fig. 5.26. Les 3 phaseurs de la grande cellule enveloppant la référence forment les sommets du grand triangle. Chacune des parties en forme de losange partant d'un sommet n'est accessible que du phaseur de la grande cellule correspondant. Les trapèzes situés entre deux sommets (losanges) sont accessibles des deux sommets considérés. Finalement le triangle central en hachuré est accessible des trois phaseurs de la grande cellule.



(a) domaines et enveloppes

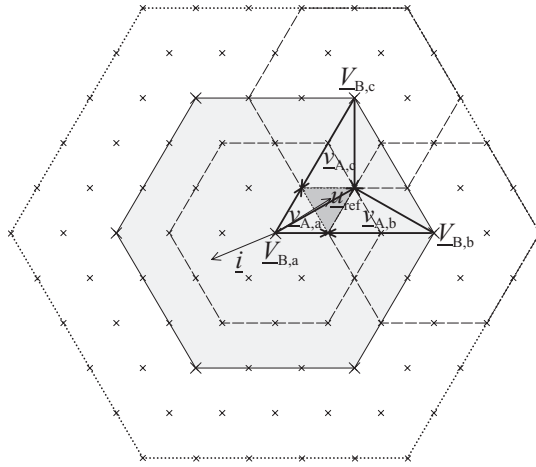
(b) génération de \underline{u}_{ref}

FIG. 5.25 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$: n'importe quelle référence à l'intérieur du domaine atteignable par la cellule haute-tension peut être générée par modulation de trois vecteurs voisins formés de trois vecteurs différents de la cellule haute tension.

Dans ce triangle central (5.45) est vérifié et les propriétés de modulation vectorielle optimisée avec équilibrage y sont satisfaites. Ce triangle est réduit à un simple point pour la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$.

Lorsque la référence est située en dehors du triangle central, les phaseurs spatiaux \underline{v}_a , \underline{v}_b et \underline{v}_c permettant d'engendrer la référence sont situés soit sur les côtés du grand triangle soit sur les côtés du triangle central. Deux sont situés sur l'un, un sur l'autre.

Les propriétés d'équilibrage dépendent du triangle sur lequel ces phaseurs sont placés :

1. Si le phaseur de sortie à générer est situé sur un des sommets du grand triangle alors il n'est générable que de ce sommet. La contribution de la petite cellule est alors nulle et il n'y a pas de possibilité de réglage de sa contribution énergétique.
2. Si le phaseur de sortie à générer est situé sur un des côtés du grand triangle, alors il est générable de deux manières différentes. Chacun des deux phaseurs de la cellule haute tension formant le côté permet d'atteindre le phaseur de sortie. Il découle que les contributions de la petite cellule sont de directions opposées selon le cas, comme illustré à la Fig. 5.26(a), ce qui signifie que la contribution énergétique de la petite cellule peut être annulée par modulation de ces deux possibilités. Les possibilités de réglage du flux énergie dépendent de l'orientation du courant par rapport au côté concerné.
3. Si le phaseur à générer est situé sur le côté du triangle central, alors il est générable de trois manières différentes par les trois phaseurs de la cellule haute tension formant le grand triangle, comme illustré à la Fig. 5.26(b). Les contributions de la petite cellule associées à ces possibilités forment un triangle. Par modulation, il est possible d'imposer à la petite cellule n'importe quelle contribution à la tension à l'intérieur du triangle. Par ce moyen la contribution énergétique peut être réglée quelle que soit l'orientation du courant. L'intensité de réglage en fonction de la direction dépend de la position de la référence à l'intérieur du triangle.

Il y a toujours au moins un des sommets du triangle formé par les phaseurs spatiaux à moduler qui appartiennent au triangle central. Lorsque la référence appartient au triangle extérieur, le rapport cyclique du phaseur spatial situé sur le triangle central s'annule. Il est toujours possible d'annuler la consommation soutirée de la cellule basse tension. En revanche l'intensité de compensation des déséquilibres dépend de la référence et du courant.

Condition vectorielle d'uniformité et d'équilibrage

Les configurations qui satisfont (5.56) sont des configurations pour lesquelles l'équilibrage est réalisable. La référence est obtenue en modulant les trois pha-

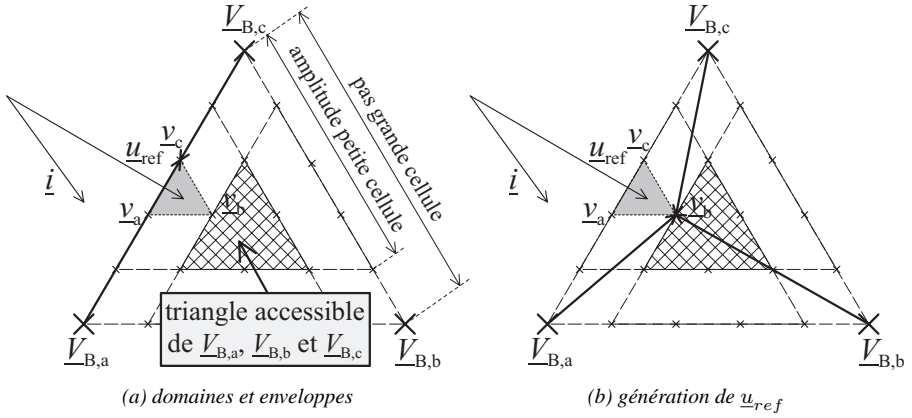


FIG. 5.26 : L'équilibrage peut toujours être réalisé, car n'importe quel phaseur spatial peut être généré : (a) de deux manières anti-parallèle permettant d'annuler toute contribution ; (b) de trois manières différentes permettant de régler n'importe quelle contribution.

seurs spatiaux l'entourant. Chacun de ces phaseurs peut être obtenu de plusieurs façons différentes. Nous en choisissons les trois qui imposent le flux d'énergie dans le sens souhaité. Après une période liée à la fluctuation d'énergie tolérée, il faut généralement remplacer cet ensemble par un autre permettant de générer les trois mêmes phaseurs spatiaux. Une partie des ensembles contiennent des phaseurs spatiaux qui sont générés par des phaseurs spatiaux différents de la grande cellule. Dans ces cas, la grande cellule commute au cours de la modulation de la référence. Sa fréquence de pulsation n'est plus seulement liée à la période d'oscillation de la fluctuation d'énergie mais à la fréquence de pulsation apparente du convertisseur qui est plus élevée : la modulation n'est pas optimisée. Les configurations qui satisfont (5.54) génèrent une sortie uniforme puisque nous sommes toujours capables de moduler trois niveaux adjacents.

Vérifions qu'il n'y a pas de configuration plus asymétrique qui présente les mêmes propriétés. Pour cela, examinons les configurations un peu plus asymétriques qui ne satisfont pas (5.54) mais qui satisfont :

$$\Delta U_B \geq (n_A + 1) \cdot \Delta U_A \quad (5.55)$$

Près de chacun des sommets du grand triangle, des losanges sont formés par des phaseurs spatiaux ne pouvant être générés que d'une manière possible par la grande cellule (voir illustration à la Fig. 5.27). La puissance des cellules ne peut pas être modifiée lorsqu'il faut générer des phaseurs spatiaux situés à l'intérieur de ces losanges. Les configurations qui satisfont (5.55) ne possèdent pas les mêmes propriétés d'équilibrage que celles vérifiant (5.54).

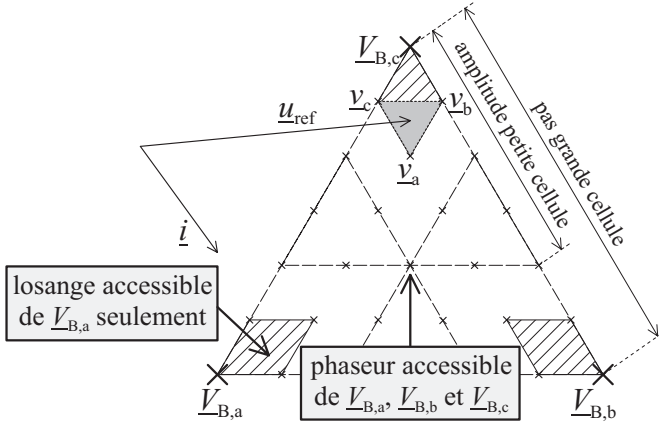


FIG. 5.27 : L'équilibrage peut toujours être réalisé, car n'importe quel phaseur spatial peut soit être généré : (a) de deux manières anti-parallèles permettant d'annuler toute contribution ; (b) de trois manières différentes permettant de régler n'importe quelle contribution.

Ainsi la loi vectorielle d'uniformité et d'équilibrage pour deux groupes de cellules s'exprime :

$$\Delta U_B \leq n_A \cdot \Delta U_A \quad (5.56)$$

Cette condition est équivalente à la condition scalaire d'uniformité (2.22) :

$$\Delta U_k \leq \Delta U_{k+1} \leq \Delta U_1 + \sum_{j=1}^k (n_j - 1) \cdot \Delta U_j \quad (5.57)$$

Il est important de bien faire la différence entre les configurations vérifiant (5.53) et celles vérifiant (5.57). La fréquence de pulsation de la cellule haute tension des dernières n'est pas seulement liée à la fluctuation de l'énergie stockée, mais également à la fréquence de pulsation de la cellule basse-tension, puisqu'il faut parfois également moduler avec la cellule haute tension⁹.

5.4.5 Principe d'équilibrage applicable à toute configuration

La configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 4), (3, 2)\}$ vérifie l'inégalité (5.55) qui qualifie les configurations qui ne satisfont pas simultanément uniformité et équilibrage. Il y a des zones qui ne peuvent être atteintes que d'une seule manière

⁹Les résultats de l'étude menée par M. Veenstra sur l'équilibrage de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 3)\}$ confirment que des commutations simultanées de la cellule haute tension et de la cellule basse tension ne peuvent pas être évitées pour certains régimes de fonctionnement [18].

possible par la grande cellule. Il s'agit des losanges hachurés à la Fig. 5.28 qui ne peuvent être atteints que d'un seul phaseur spatial de la grande cellule et des triangles hachurés qui ne peuvent être atteints que par modulation des phaseurs spatiaux de la grande cellule. Pour ces derniers, la composante homopolaire sur laquelle il est possible d'agir n'influence pas la répartition d'énergie entre la grande et la petite cellule¹⁰.

Cette configuration est cependant équilibrable à l'intérieur du domaine atteignable par la cellule alimentée. Pour cela, il suffit de faire fonctionner indépendamment les 2 cellules de manière à satisfaire le bilan énergétique. Le bilan énergétique du convertisseur est :

$$\int_{\Delta t} (u_1(t) + u_2(t)) \cdot i(t) \cdot dt = \int_{\Delta t} u_{\text{ref}} \cdot i(t) \cdot dt \quad (5.58)$$

La grande cellule fournit toute la tension de la charge moins un terme de correction permettant d'assurer l'équilibrage de la petite cellule :

$$\int_{\Delta t} [s_{2,a}(t) \cdot \underline{V}_{2,a} + s_{2,b}(t) \cdot \underline{V}_{2,b} + s_{2,c}(t) \cdot \underline{V}_{2,c}] \cdot i \cdot dt = \int_{\Delta t} (u_{\text{ref}} - u_{\text{corr}}) \cdot i \cdot dt \quad (5.59)$$

La petite cellule absorbe l'énergie nécessaire à son équilibrage :

$$\int_{\Delta t} [s_{1,a}(t) \cdot \underline{v}_{1,a} + s_{1,b}(t) \cdot \underline{v}_{1,b} + s_{1,c}(t) \cdot \underline{v}_{1,c}] \cdot i \cdot dt = \int_{\Delta t} u_{\text{corr}} \cdot i \cdot dt \quad (5.60)$$

Comme nous l'avons déjà vu pour les configurations monophasées, si la grande cellule satisfait le bilan énergétique en tout instant, la contribution de la petite cellule à la qualité de la tension s'annule. Il faut se contenter de satisfaire (5.59) et (5.60) en valeur moyenne, c'est à dire sur un intervalle Δt pas trop petit.

5.4.6 Perte d'amplitude atteignable

L'omission d'alimentations conduit à une réduction de l'amplitude de la composante de tension parallèle au courant, c'est à dire à une réduction du domaine atteignable par l'onduleur. L'amplitude sans alimentation du groupe de cellule de petit pas vaut :

$$\Sigma U = \frac{\Sigma U_B}{\Sigma U_A + \Sigma U_B} = \frac{(n_B - 1)\Delta U_B}{(n_A - 1)\Delta U_A + (n_B - 1)\Delta U_B} \quad (5.61)$$

¹⁰Par soucis de clarté, insistons sur le fait que la méthode décrite en préambule au §5.4.2 agit sur le choix des phaseurs spatiaux de manière indirecte par action sur la composante homopolaire de la référence. La composante homopolaire de tension générée par le convertisseur et le courant sont des vecteurs orthogonaux qui ne peuvent par conséquent pas interagir.

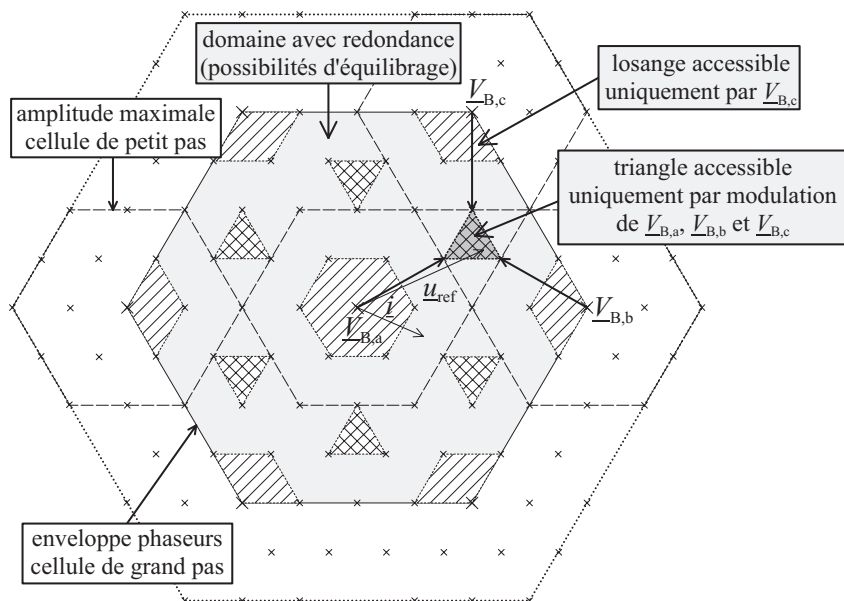


FIG. 5.28 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1,3), (4,2)\}$: dans les zones hachurées, il n'y a aucune possibilité d'équilibrage permettant de conserver l'uniformité. Dans la zone avec redondance, il est possible d'effectuer l'équilibrage tout en conservant l'uniformité du pas. La capacité d'équilibrage est d'autant plus faible que le point de fonctionnement à générer est près d'une zone hachurée.

Appliquant la condition vectorielle de modulation optimisée et d'équilibrage à cet onduleur (5.52), la tension maximale atteignable par l'onduleur ne dépend pas de la structure de la cellule basse tension, et elle vaut au maximum :

$$\Sigma U = \frac{n_B - 1}{n_B} \quad (5.62)$$

Si le nombre de niveau de la cellule de grand pas n'est que de 2, la moitié de la tension atteignable est perdue. Cela signifie aussi que la puissance de la cellule de petit pas est celle de la cellule de grand pas sont égales. En terme de quantité de silicium employée, nous doublons la quantité utilisée.

Appliquant la condition vectorielle d'uniformité et d'équilibrage (5.56) à cet onduleur, la tension maximale atteignable par l'onduleur vaut au maximum :

$$\Sigma U = \frac{n_B - 1}{n_B - \frac{1}{n_A}} \quad (5.63)$$

n_A vaut au minimum $\frac{1}{2}$, la tension atteignable est donc comprise dans l'intervalle :

$$\frac{n_B - 1}{n_B} \leq \Sigma U \leq \frac{n_B - 1}{n_B - \frac{1}{2}} \quad (5.64)$$

Comme précédemment, il faut que le nombre de niveau de la cellule haute tension soit le plus élevé possible, il faut en outre que celui de la cellule basse tension soit le plus bas possible. La perte d'amplitude est un peu moins élevée que précédemment. Nous donnons quelques exemples de réduction d'amplitude atteignable pour différentes configurations dans le tableau suivant :

configuration ($\Delta U_i, n_i$)	ΣU %	propriété
$\{(1, 3), (2, 2)\}$	50 %	mod. opt. eq.
$\{(1, 5), (4, 2)\}$	50 %	mod. opt. eq.
$\{(1, 3), (2, 3)\}$	60 %	mod. opt. eq.
$\{(1, 5), (4, 3)\}$	60 %	mod. opt. eq.
$\{(1, 3), (2, 5)\}$	80 %	mod. opt. eq.
$\{(1, 3), (3, 2)\}$	67 %	uni. eq.
$\{(1, 5), (5, 2)\}$	56 %	uni. eq.
$\{(1, 3), (3, 3)\}$	75 %	uni. eq.
$\{(1, 5), (5, 3)\}$	71 %	uni. eq.
$\{(1, 3), (3, 5)\}$	86 %	uni. eq.

où les paramètres déterminants ont été mis en gras.

Le convertisseur est dimensionné pour bloquer la tension complète qu'il serait capable de délivrer si toutes les cellules étaient alimentées. Comme il n'est utilisé que sur une plage réduite à cause de la perte d'amplitude occasionnée par l'omission d'alimentation, les pertes par conduction rapportée à la tension de service et son rendement diminuent. Du point de vue de la combinaison des interrupteurs, la technologie nous indique qu'il est préférable de choisir la structure la plus simple possible comme cellule haute tension. Au contraire, l'analyse de la structure nous indique qu'il faut choisir une structure générant le plus de niveaux possible pour cellule haute tension, afin de perdre le moins de tension possible lorsqu'une partie de l'alimentation des cellules est omise.

5.4.7 Equilibrage entre phases

Dans les développements précédents, nous n'avons traité que de l'équilibrage de la puissance entre grande et petite cellule. Nous n'avons pas encore traité de l'équilibrage entre phases. Le contrôle de la répartition de l'énergie entre les phases de la cellule haute tension n'est pas nécessaire puisque la puissance est fournie par

la même alimentation. En revanche, il est indispensable pour équilibrer les tensions d'alimentation des différentes phases de la cellule basse tension, les alimentations étant toutes distinctes et aucune circulation de puissance n'étant possible entre elles. Lorsque la charge est symétrique, l'équilibrage de la puissance entre les phases ne pose pas de problème en régime permanent, il s'agit seulement de rattraper quelques petits déséquilibres. En revanche, en régime transitoire ou en régime déséquilibré, il faut intervenir de façon plus importante.

Nous avons deux moyens d'agir sur la répartition de la puissance entre les phases de la petite cellule :

1. la composante homopolaire de la tension de la petite cellule,
2. la composante de tension orthogonale au courant.

La composante homopolaire n'influence pas la répartition de puissance entre les cellules haute et basse tension. En revanche, elle agit au niveau de la contribution des différentes phases. Elle modifie dans un sens la puissance délivrée par d'une des phases, dans l'autre sens la puissance des deux autres phases, comme illustré à la Fig. 5.29. Une stratégie consiste à agir sur la phase présentant le plus grand écart.

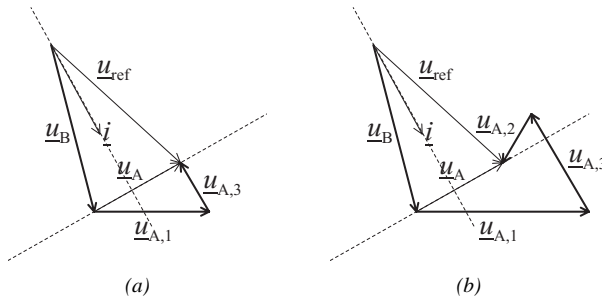


FIG. 5.29 : Modification de la répartition de la puissance entre les phases par action sur la composante homopolaire.

La composante de tension perpendiculaire au courant n'influence pas la répartition de puissance entre les cellules haute et basse tension, cependant elle permet d'augmenter ou de diminuer la contribution des phases qui lui sont alignées. Contrairement à la composante homopolaire, il est nécessaire d'agir à la fois sur la composante perpendiculaire au courant de la cellule basse tension et en sens opposé sur celle de la cellule haute tension, comme illustré à la Fig. 5.30.

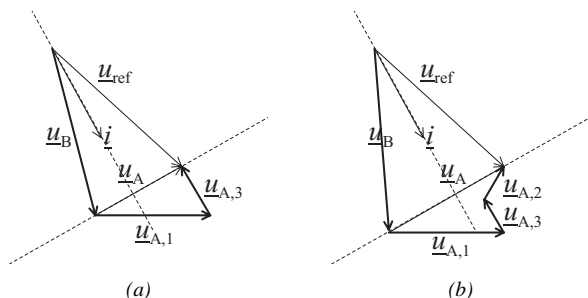


FIG. 5.30 : Modification de la répartition de la puissance entre les phases par action sur la composante perpendiculaire au courant.

5.5 Comparaison des performances de deux convertisseurs complets

Au chapitre 1, nous n'avons pas pris en compte les pertes de l'alimentation pour évaluer le rendement du convertisseur.

La structure avec alimentation omise semble très intéressante pour obtenir un convertisseur performant sans tous les problèmes liés à la mise en place d'un convertisseur d'alimentation. Elle a toutefois une résolution plus faible que la même structure avec alimentation complète. En effet, toute la puissance moyenne doit être fournie (absorbée) par la cellule haute tension, ce qui réduit la tension atteignable dans la plupart des cas : moins de niveaux sont disponibles. Cependant, si la comparaison est effectuée sur la base de la quantité de semi-conducteurs utilisée, les convertisseurs d'alimentations peuvent être utilisés (recyclés) comme cellules série permettant d'améliorer la résolution du convertisseur avec alimentation omise. Nous comparerons donc une structure avec le même nombre de convertisseurs DC/AC et avec la même puissance installée en termes de semi-conducteurs.

5.5.1 Dimensionnement des convertisseurs à comparer

Les m_P petites cellules de la structure alimentée sont alimentées par m_P convertisseurs AC-DC connectés au secondaire du transformateur. Le primaire du transformateur est alimenté par 1 à m_P convertisseurs DC-AC. La puissance des convertisseurs d'alimentation primaire est approximativement égale à la puissance des convertisseurs au secondaire, pour que le bilan de puissance soit satisfait.

Nous allons comparer une structure alimentée à m_P petites cellules avec une structure à alimentation omise ayant de $2m_P$ à $3m_P$ petites cellules. Les proprié-

tés des convertisseurs comparés doivent être similaires, aussi nous choisissons de comparer deux convertisseurs triphasés commandables avec une stratégie de modulation optimisée pour la commutation.

Pour que l'onduleur triphasé alimenté soit capable d'engendrer une sortie modulée sans moduler les niveaux ou phaseurs spatiaux de la cellule haute tension, sa configuration doit respecter la condition de modulation optimisée vectorielle. Désignons la cellule haute tension de cet onduleur B , sa cellule basse tension A :

$$\Delta U_B \leq (n_A - 1) + \frac{n_A - 1}{2} \Delta U_A \quad (5.65)$$

Pour obtenir les mêmes propriétés, la configuration avec cellule basse tension non alimentée doit respecter la condition vectorielle de modulation optimisée et d'équilibrage. Désignons la cellule haute tension de cet onduleur D , sa cellule basse tension C :

$$\Delta U_D \leq (n_C - 1) \Delta U_C \quad (5.66)$$

Les convertisseurs d'alimentation étant identiques aux convertisseurs alimentés, supposons la nouvelle cellule basse tension formée de cellules symétriques¹¹. La relation entre le nombre de niveaux de cette cellule et le nombre de niveau de la cellule basse tension du convertisseur alimenté est :

$$(n_C - 1) = 2..3(n_A - 1) \quad (5.67)$$

Réintroduisant (5.67) dans (5.66), nous obtenons :

$$\Delta U_D \leq 2..3(n_A - 1) \Delta U_C \quad (5.68)$$

5.5.2 Comparaison du nombre de niveaux

La tension atteignable par l'onduleur alimenté est égale à celle de la cellule haute tension plus celle de la cellule basse tension :

$$\Sigma U_{B+A} = (n_B - 1) \Delta U_B + (n_A - 1) \Delta U_A \quad (5.69)$$

Remplaçant ΔU_B par sa valeur maximale selon l'inégalité (5.65) :

$$\Sigma U_{B+A} \leq \left[n_B(n_A - 1) + \frac{(n_A - 1)(n_B - 1)}{2} \right] \Delta U_A \quad (5.70)$$

¹¹ Bien que le choix de petites cellules asymétriques soit possible et permette d'augmenter considérablement la résolution, il est judicieux de choisir des cellules symétriques pour la construction de la petite cellule. Cela simplifie considérablement l'équilibrage de ces cellules à l'intérieur de la cellule basse tension. Pratiquement cela limite le nombre de convertisseurs différents à réaliser.

Le nombre de niveaux obtenu est :

$$n_{B+A} = \frac{\Sigma U_{B+A}}{\Delta U_A} + 1 \leq \left[n_B(n_A - 1) + \frac{(n_A - 1)(n_B - 1)}{2} \right] + 1 \quad (5.71)$$

Les nombres de niveaux des grandes cellules des deux convertisseurs sont identiques :

$$n_D = n_B \quad (5.72)$$

La tension atteignable par l'onduleur avec alimentation partiellement omise est celle de la grande cellule :

$$\Sigma U_D \leq (n_B - 1) [2..3(n_A - 1)] \Delta U_C \quad (5.73)$$

Le nombre de niveaux est :

$$n_{D+C} = \frac{\Sigma U_D}{\Delta U_C} + 1 \leq (n_B - 1) [2..3(n_A - 1)] + 1 \quad (5.74)$$

Comparons les nombres de niveaux des deux convertisseurs dans le cas limite :

$$n_{D+C} - n_{B+A} = (n_B - 1) [2..3(n_A - 1)] - \left[n_B(n_A - 1) + \frac{(n_A - 1)(n_B - 1)}{2} \right] \quad (5.75)$$

Posons $k_c = 2..3$ le facteur du nombre de petites cellules supplémentaires et mettons $(n_A - 1)$ en facteur :

$$n_{D+C} - n_{B+A} = (n_A - 1) \left[\left(k_c - \frac{3}{2} \right) (n_B - 1) - 1 \right] \quad (5.76)$$

Numériquement, considérant que la cellule haute tension sera constituée soit d'un pont triphasé 2 niveaux soit d'un onduleur NPC 3 niveaux et que la cellule basse tension sera constituée d'un ou de deux ponts en série par phase, nous obtenons le tableau suivant :

k_c	n_A	n_B	n_{D+C}	n_{B+A}	$n_{D+C} - n_{B+A}$
2	5	2	9	11	-2
2	3	2	5	6	-1
2	5	3	17	17	0
2	3	3	9	9	0
3	3	2	7	6	1
3	5	2	13	11	2
3	3	3	13	9	4
3	5	3	25	17	8

(5.77)

Le gain est presque toujours en faveur de la structure non alimentée, sauf lorsque on n'utilise pas tous les convertisseurs d'alimentation comme cellule additionnelle ($k_c = 2$).

Si tous les convertisseurs d'alimentation sont utilisés comme cellules additionnelles alors le convertisseur avec alimentation partiellement omise permet d'obtenir un nombre de niveaux plus grand.

5.5.3 Comparaison des pertes

Pour que les deux convertisseurs délivrent la même tension de service, il faut alimenter la cellule haute tension du convertisseur partiellement alimenté avec une tension plus élevée. Nous devons avoir :

$$\Sigma U_D = \Sigma U_{B+A} \quad (5.78)$$

Ecrivons les amplitudes atteignables en fonction des nombres de niveaux et des pas :

$$(n_B - 1) \Delta U_D = (n_B - 1) \Delta U_B + (n_A - 1) \Delta U_A \quad (5.79)$$

Exprimons le pas de la cellule haute tension du convertisseur sans alimentation en fonction des autres grandeurs :

$$\Delta U_D = \Delta U_B + \frac{n_A - 1}{n_B - 1} \cdot \Delta U_A \quad (5.80)$$

Le convertisseur partiellement alimenté doit bloquer une tension plus grande pour atteindre la même tension de service, ses pertes par conduction seront plus élevées.

Récrivons (5.79) comme une fonction du pas ΔU_A :

$$(n_B - 1) \Delta U_D = \left[n_B(n_A - 1) + \frac{(n_A - 1)(n_B - 1)}{2} \right] \cdot \Delta U_A \quad (5.81)$$

Remplaçant ΔU_D par sa fonction de ΔU_C , nous obtenons

$$k_c(n_A - 1)\Delta U_C = \frac{(3n_B - 1)(n_A - 1)}{2(n_B - 1)} \cdot \Delta U_A \quad (5.82)$$

Après simplification, il vient :

$$\Delta U_C = \frac{n_B - \frac{1}{3}}{n_B - 1} \cdot \frac{3}{2k_c} \cdot \Delta U_A \quad (5.83)$$

A tension égale, le pas du convertisseur non alimenté est dans la plupart des cas plus petit. Nous avons déjà obtenu ce résultat par le bilan du nombre des niveaux.

Réintroduisant ces résultats dans les pertes par conduction, nous obtenons des pertes plus élevées au niveau de la cellule haute tension selon le rapport des pas (5.80) :

$$\frac{p_{\text{cond},D}}{p_{\text{cond},B}} = \frac{v_{\text{ce,sat},D}}{v_{\text{ce,sat},B}} \cdot \frac{\Delta U_D}{\Delta U_B} = \left[1 + \frac{\Delta U_A(n_A - 1)}{\Delta U_B(n_B - 1)} \right] \cdot \frac{v_{\text{ce,sat},D}}{v_{\text{ce,sat},B}} \quad (5.84)$$

Bien que le pas de la cellule basse tension du convertisseur partiellement alimenté soit généralement plus petit par (5.83), le nombre de cellules la constituant étant plus élevées, ses pertes par conduction sont également plus élevées :

$$\frac{p_{\text{cond},C}}{p_{\text{cond},A}} = k_c \cdot \frac{v_{\text{ce,sat},C}}{v_{\text{ce,sat},A}} \cdot \frac{\Delta U_C}{\Delta U_A} = \frac{3}{2} \cdot \frac{n_B - \frac{1}{3}}{n_B - 1} \quad (5.85)$$

Pour $n_B = 2$, nous avons environ 2.5 fois plus de pertes par conduction, environ 2 fois pour $n_B = 3$.

Les pertes par commutation du convertisseur partiellement alimenté sont plus faibles au niveau de la cellule basse tension dans le rapport des pas. Pour être précis, il faudrait prendre en considération les commutations supplémentaires nécessaires au maintien de l'équilibre des tensions des cellules composant le groupe basse tension. Il paraît toutefois difficile de prendre en compte ces déséquilibres qui n'existent idéalement pas et sont difficiles à estimer.

Les pertes par commutation du convertisseur partiellement alimenté sont plus élevées au niveau de la cellule haute tension. Cela provient d'une part modérément du rapport des pas de la cellule haute tension, et d'autre part principalement de la fréquence de commutation qui augmente afin d'assurer la répartition des puissances. De nouveau, il paraît difficile de spécifier ce dernier facteur qui dépend de l'énergie stockée et de la fluctuation de tension admise.

Le convertisseur partiellement alimenté ne présente pas de pertes au niveau de l'alimentation de ses cellules basse tension (qui ne sont pas alimentées).

Nous devons faire le bilan de trois différentes sources de pertes. Il s'agit principalement de comparer les pertes par conduction supplémentaire du convertisseur partiellement alimenté avec les pertes de l'alimentation de la cellule basse tension du convertisseur totalement alimenté.

La structure qui présente le rendement le plus élevé est la structure disposant d'une alimentation qui n'est pas utilisée lorsque c'est possible et que cela permet d'obtenir un rendement plus élevé.

5.5.4 Comparaison de la complexité

D'un côté, la structure avec alimentation partiellement omise permet d'obtenir une résolution plus élevée en terme de nombre de niveaux avec un transformateur HF en moins mais avec des éléments stockeurs d'énergie qui doivent être de taille plus importante.

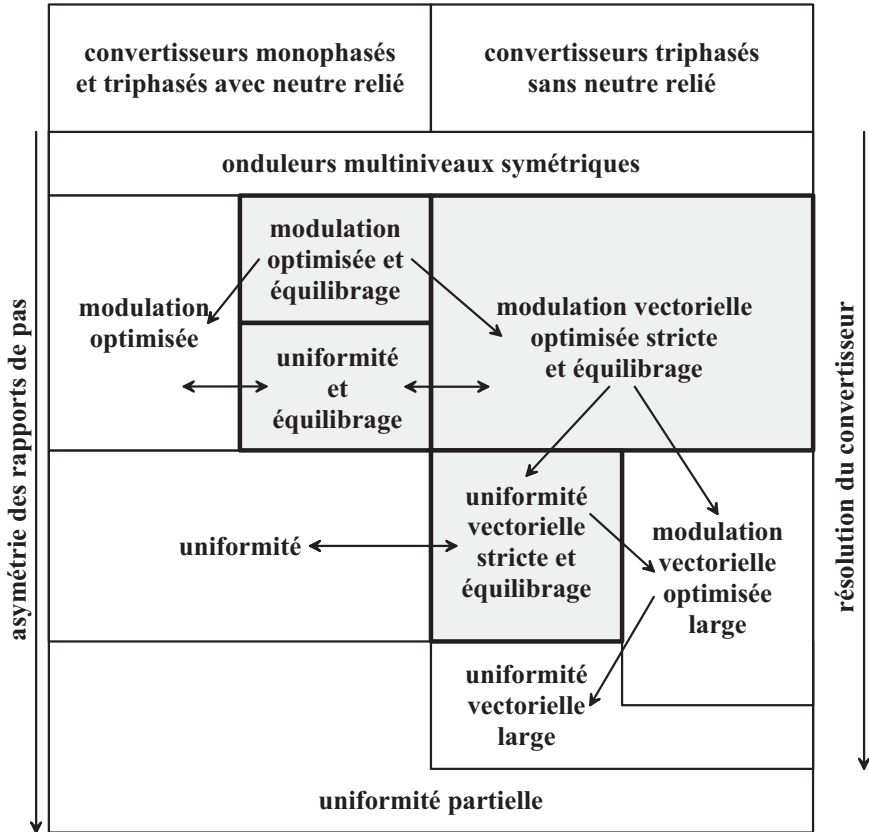
D'un autre côté, la fluctuation des tensions d'alimentation se répercute sur les niveaux, ce qui introduit une distorsion de la tension générée qui est difficile à compenser et qui peut anéantir le gain obtenu par le nombre de niveaux plus élevé.

Il faut peser ces différents aspects en fonction de l'application.

5.6 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons abordé le problème de l'alimentation du convertisseur. Nous avons vu que lorsque l'alimentation était bidirectionnelle en puissance, elle pouvait être assimilée à une source idéale ; lorsque l'alimentation était unidirectionnelle, il fallait agir sur la commande du convertisseur pour éliminer la circulation de puissance ; lorsque l'alimentation était omise, seule la puissance réactive pouvait être délivrée. Le Tab. 5.1 complète le Tab. 2.2 établi au chapitre 2, cette fois en prenant en considération les propriétés d'équilibrage que le convertisseur doit posséder lorsque certaines de ses alimentations sont soit constituées de redresseurs, soit omises¹². Chacun des ensembles de configurations établis précédemment se voit subdivisé en deux parties, l'une contenant les configurations les moins asymétriques satisfaisant l'équilibrage, l'autre contenant les configurations les plus asymétriques ne satisfaisant pas l'équilibrage. Cette nouvelle classification porte à dix le nombre de catégories de convertisseurs à rapports de pas entiers. Nous avons montré que tout convertisseur à alimentation partielle est équilibrable dans le domaine atteignable par ses cellules alimentées. Lors de sollicitations causant des déséquilibres important, le convertisseur peut commuter dans un mode dégradé lui permettant de regagner son équilibre. Nous avons montré que le choix du mode d'alimentation du convertisseur résulte d'un compromis entre complexité, rendement et qualité de la tension délivrée. Finalement, nous avons décrit comment contrôler les flux d'énergie du convertisseur DC-DC multi-source.

¹²Le Tab. A.1 en annexe A donne un extrait de tableau permettant de choisir la configuration appropriée en fonction des propriétés souhaitées.



TAB. 5.1 : Propriétés des onduleurs multiniveaux asymétriques. En se déplaçant vers le bas l'asymétrie (axe de gauche) et la résolution (axe de droite) augmentent : une configuration possède toutes les propriétés mentionnées pour les configurations plus asymétriques situées plus bas, d'autre part il y a équivalence des propriétés selon l'axe horizontal. Les propriétés qui ont été ajoutées par rapport au Tab. 2.2 sont en gris avec contour gras. Pour simplifier le tableau, seules les configurations à rapports de pas entiers ont été conservées.

Validation expérimentale

6.1 Description du prototype

Un convertisseur modulaire a été réalisé pour valider les configurations et stratégies proposées. Nous décrirons dans un premier temps la partie de puissance du prototype, puis sa partie commande.

6.1.1 Partie puissance

Les éléments composant la partie de puissance sont représentés à la Fig. 6.1. Le convertisseur comprend :

1. Cinq modules de puissance de structure identique, qui sont composés chacun de 3 ponts en H. Les PCB de ces modules sont identiques, mais des semi-conducteurs de calibre et de technologie différents ont été monté pour les différencier et pour tester un maximum de configurations possibles.
2. Un bus de puissance qui connecte entre eux les modules de puissance et leur assigne une fonction. Le bus est en outre muni des connecteurs d'alimentation continue, des connecteurs de la charge, de connecteurs de configuration et de mesure. Le bus contient 5 positions distinctes dont les fonctions sont précisées ci-après et à la Fig. 6.1 :
 - (a) Une position pour le pont triphasé constitué de trois branches et pour le convertisseur DC-AC (primaire du transformateur).
 - (b) Deux positions pour les cellules triphasées séries qui sont constituées chacune de trois ponts en H.
 - (c) Deux positions pour les cellules AC-DC d'alimentation des deux cellules précédentes. Chacun de ces convertisseurs est constitué de trois ponts en H.

3. Un transformateur multi-enroulement permettant la conversion DC-DC (fréquence de 10 à 20 kHz). Ce transformateur comprend 8 enroulements que nous associons selon les besoins de la configuration testée.

Le prototype présente une modularité utile pour les besoins de l'expérimentation. Pour un convertisseur industriel, il serait intéressant de disposer d'une modularité au niveau des cellules basse tension et des cellules d'alimentation, en revanche la cellule haute tension devrait être constituée d'un convertisseur de plus fort calibre dont les dimensions seraient supérieures. Ainsi, dans le cas du prototype, le module qui contient la cellule triphasée haute tension et le convertisseur DC-AC a la même dimension que chacun des modules basse tension. Le premier module traite l'intégralité de la puissance du convertisseur, les seconds ne traitent qu'une fraction de la puissance. Nous avons fait ce choix de modularité pour faciliter le développement et rendre le système complètement configurable. Les semi-conducteurs utilisés ayant tous le même boîtier, le courant nominal est plus élevé pour les cellules basse tension que pour les cellules haute tension :

1. La grande cellule est constituée d'IGBT 1200 V 15 A. Le convertisseur DC-AC primaire placé à l'intérieur du même module a dû être réalisé à l'aide d'IGBT 600 V 22 A afin de supporter la puissance réactive très élevée générée par certains points de fonctionnement.
2. Deux des autres modules sont réalisés à l'aide d'IGBT 600 V 22 A.
3. Les deux derniers modules sont constitués de MOSFET 100 V 50 A.

La charge peut être connectée en sortie de la grande cellule, de la moyenne cellule ou de la petite cellule, de sorte qu'il est possible de tester un onduleur standard, un onduleur constitué de deux cellules mise en série ou un onduleur constitué de trois cellules mise en série. Les convertisseurs d'alimentation peuvent être commandés et être utilisés comme convertisseurs AC-DC réversibles, ils peuvent être utilisés comme redresseurs lorsqu'ils ne sont pas commandés, dans ce cas, seules les diodes anti-parallèles sont utilisées, dans un mode avec alimentation partielle lorsqu'une stratégie d'équilibrage est appliquée, ils peuvent ne pas être connectés. Les modes les plus représentatifs ont été testés.

6.1.2 Partie commande

La Fig. 6.3 montre une photo de la face avant du prototype. Le schéma fonctionnel de l'installation est donné à la Fig. 6.4. Le convertisseur est commandé par une carte contenant un processeur de signal DSP et un circuit logique programmable FPGA. Le PC sert d'interface entre la carte de commande et l'utilisateur. Il permet la programmation du DSP et du FPGA, le téléchargement des programmes, le contrôle du système, l'acquisition et la visualisation des mesures provenant de

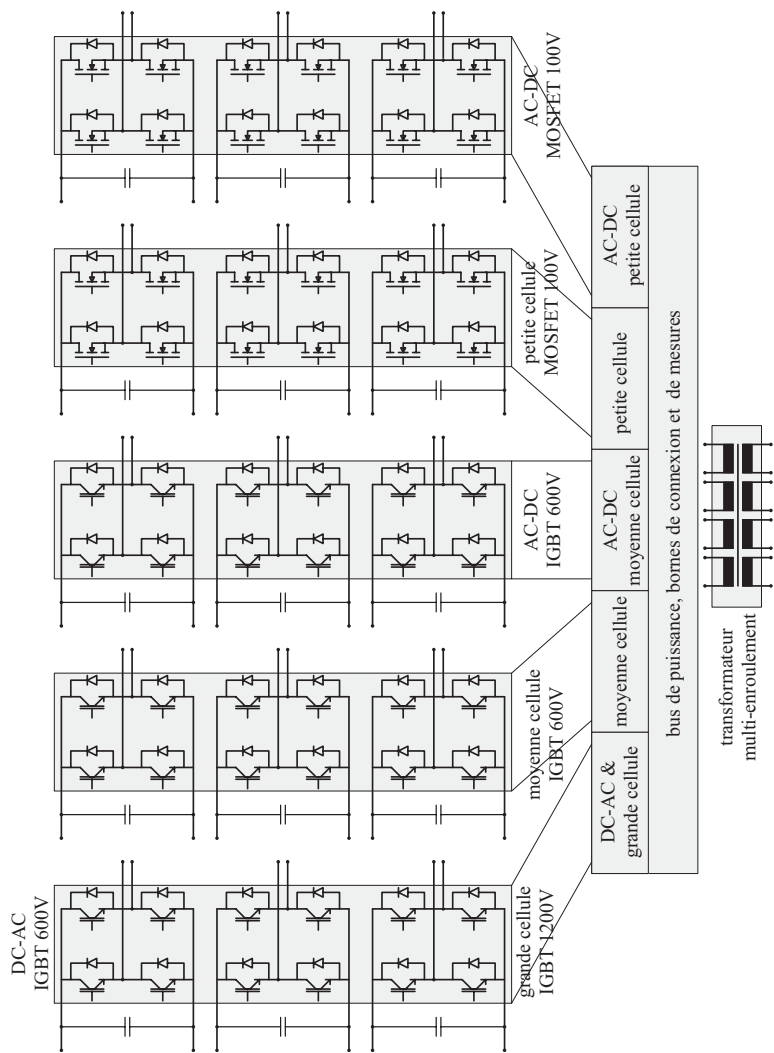


FIG. 6.1 : Schéma des éléments de la partie de puissance



FIG. 6.2 : Photo d'un module de puissance comprenant 3 ponts en H et ses drivers

la carte de commande. La communication entre PC et carte de commande passe via l'interface série RS232. La carte de commande exécute tous les algorithmes de réglages, de commande et de modulation qui sont partagés entre le DSP et le FPGA. Elle contrôle le convertisseur à travers une carte d'interface qui distribue les signaux de commande vers les différents modules de puissance. En retour, les signaux de mesure nécessaires au réglage du système sont filtrés et mis en forme par la carte d'interface.

6.1.2.1 PC

Le PC sert d'interface entre l'utilisateur et le système à travers la carte de commande. Il permet la programmation du système et son contrôle par l'intermédiaire de l'environnement de développement. L'utilisateur communique ses instructions au système sous la forme de commandes :

accélération 1	<i>assigner 1 [$1/s^2$] à la consigne d'accélération</i>
vitesse 10	<i>accélérer de la vitesse actuelle à la vitesse 10 [$1/s$]</i>
DCDCvect	<i>activer les convertisseurs DC-DC et la commande vectorielle</i>

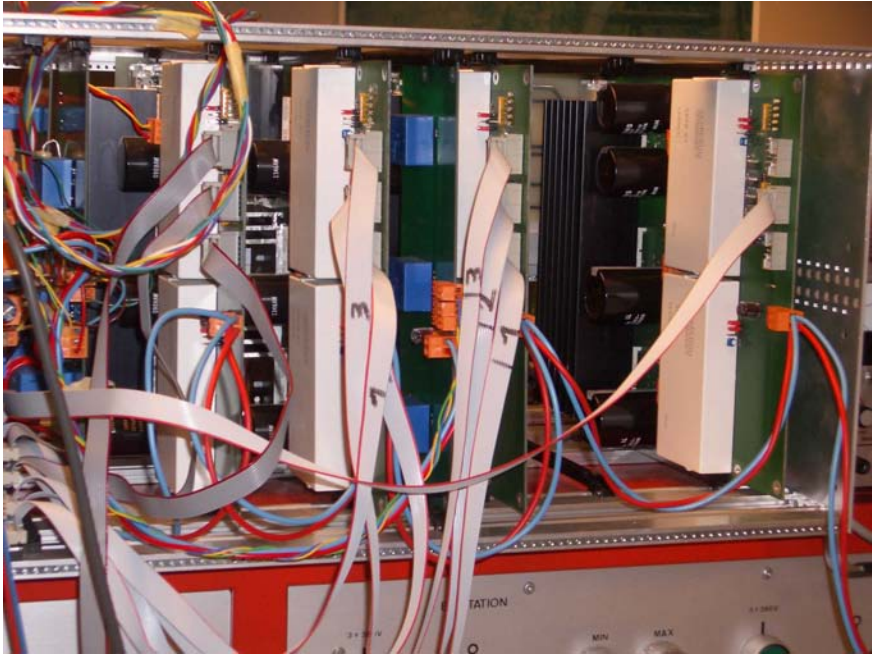


FIG. 6.3 : Face avant du convertisseur complet : on distingue quatre modules placés verticalement et les nappes de commande (une nappe par pont en H) partant de la carte de commande.

6.1.2.2 Carte de commande

La carte de commande utilisée est développée et distribuée par la société CHS engineering. Parmi les éléments que nous utilisons, elle comprend un DSP d'Analog Device, un Sharc ADSP21262 cadencé à 40 MHz, un circuit FPGA, une Spartan XCS40 de XILINX et 24 convertisseurs AD.

Programmes du DSP

Le DSP exécute un ensemble de programmes écrits en langage "C". Il exécute les instructions asynchrones transmises par l'utilisateur à travers le PC. Ces commandes peuvent changer la trajectoire de référence et le mode de fonctionnement du convertisseur. Les paramètres caractérisant la référence sont :

- son amplitude actuelle,
- sa fréquence actuelle,
- sa fréquence de consigne,

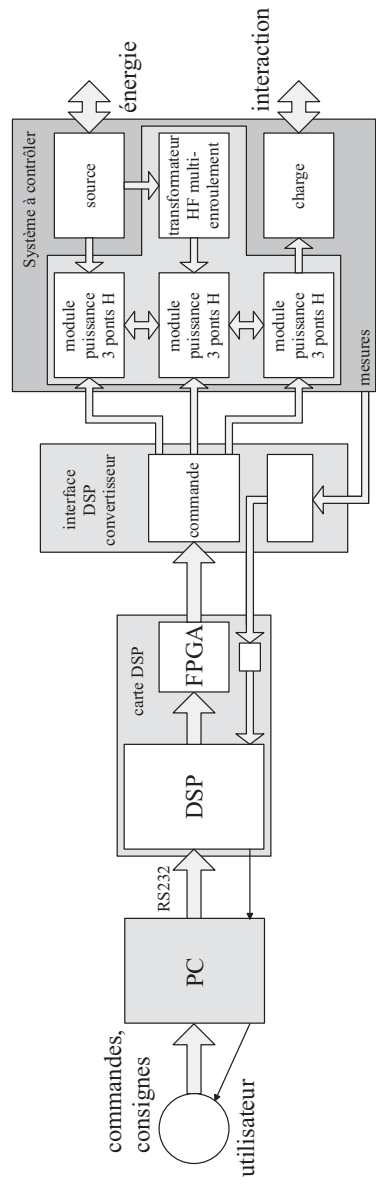


FIG. 6.4 : Schéma fonctionnel du prototype

- sa consigne d'accélération.

Les modes de commande possibles pour l'onduleur multiniveau asymétrique sont :

1. commande avec modulation scalaire,
2. commande avec modulation scalaire optimisée,
3. commande avec modulation vectorielle optimisée,
4. commande avec quantification vectorielle, pour tester les configurations respectant la loi d'uniformité vectorielle large,
5. commande avec modulation vectorielle optimisée et équilibrage.

Les modes de commande possibles pour le convertisseur DC-DC sont :

1. Pas d'activation du convertisseur DC-DC. Ce mode est appliqué en même temps que la modulation vectorielle optimisée avec équilibrage (mode 4).
2. Commande du pont primaire seulement, les ponts secondaires fonctionnant en redresseur. Dans ce mode, l'équilibrage des tensions secondaires par ajout d'harmonique 3 est activé. Ce mode peut être appliqué en même temps que la commande avec modulation scalaire optimisée (mode 1).
3. Commande du pont primaire et des ponts secondaires. Le pont primaire fonctionne à phase fixe, les ponts secondaires ajustent le déphasage afin de maintenir la tension des cellules en fonction de la charge.

A chaque période d'échantillonnage, en fonction du mode de fonctionnement, la référence est traduite en niveaux à moduler avec un rapport cyclique donné, avant d'être traduite en états de commande à moduler avec le même rapport cyclique. Le code source permettant d'appliquer les nouvelles grandeurs d'états au circuit FPGA a l'allure suivante :

```
// programmation des états à moduler
```

```
PWMetat(e1b,e1h,1);           // appliquer les états e1b et e1h à la phase 1
PWMetat(e2b,e2h,2);           // appliquer les états e2b et e2h à la phase 2
PWMetat(e3b,e3h,3);           // appliquer les états e3b et e3h à la phase 3
```

```
// programmation des rapports cycliques
```

```
PWMcons(urefs1, urefs2, urefs3); // appliquer les rapports cycliques
```

Le DSP exécute également un programme de réglage du convertisseur DC-DC. Les déphasages calculés par le régulateur sont transmis de la manière suivante au FPGA :

// programmation des déphasages des convertisseurs AC-DC

```
PWMdephGHc( tension_prim, 0.5);           // angle référence DC-AC
PWMdephJc( tension_sec1, 0.5+phi1);        // déphasage convertisseur 1
PWMdephKLc( tension_sec2, 0.5+phi2);        // déphasage convertisseur 2
PWMdephMnc( tension_sec3, 0.5+phi3);        // déphasage convertisseur 3
```

Modulateur multiniveau

Le modulateur multiniveau a été réalisé à partir du logiciel d'édition FPGA de Xilinx "Xilinx foundation". Le concept à la base de son développement repose sur la constatation que les modulateurs multiniveaux et deux niveaux sont similaires. Un modulateur multiniveau se conçoit comme une généralisation vectorielle du modulateur deux niveaux. Il se construit à l'aide d'un modulateur deux niveaux et d'un multiplexeur. Le signal déterminant lequel des 2 niveaux est activé rentre sur le multiplexeur et active successivement les 2 états de commutation haut et bas qui commutent les interrupteurs correspondant.

A chaque période d'échantillonnage, le modulateur reçoit du DSP les états de commande à moduler et les rapports cycliques de modulation. Un mécanisme de synchronisation assure que les informations en provenance du DSP sont prises en considération simultanément au bon moment. Les signaux de sortie du modulateur vont aux interrupteurs à travers la carte d'interface. La génération des signaux complémentaires des interrupteurs de chacune des cellules de commutation ainsi que le temps d'antichévauchement de ses interrupteurs est réalisée au niveau des modules de puissance par des circuits logiques et par le circuit de pilotage des interrupteurs.

Modulateur DC-DC

Le modulateur DC-DC est réalisé à partir des mêmes outils que le modulateur multiniveau. Il génère un ensemble de signaux modulés déphasés afin de permettre la commande décalée des ponts en H.

Carte d'interface DSP

La carte d'interface (photo à la Fig. 6.5) sert à distribuer les signaux de commande sur les différents modules de puissance. Elle assure le démarrage et l'arrêt synchronisé de la commande des interrupteurs. Elle est conçue pour permettre un arrêt (de sécurité) contrôlé en aval du DSP. Elle permet finalement d'acquérir, de filtrer et de mettre en forme les grandeurs nécessaires au réglage (courants, tensions, etc.) pour qu'elles puissent être échantillonnées correctement par les convertisseurs AD présent sur la carte DSP.

6.1.2.3 Carte à micro-contrôleur

Pour les premiers tests du convertisseur monophasé, le convertisseur DC-DC était commandé par une carte à micro-contrôleur. Cette carte à micro-contrôleur développée pour soulager le DSP d'une partie des traitements (photo Fig. 6.6) intègre un microcontrôleur, de la mémoire RAM et FLASH, un circuit FPGA, des convertisseurs AD et DA, les circuits d'alimentations lui permettant de fonctionner avec une seule source variant de 12 à 20 V, les circuits de filtrage et de mise en forme des mesures et des connecteurs permettant de contrôler les modules de puissance sans circuits additionnel. La répartition des tâches entre micro-contrôleur et FPGA ainsi que la programmation est la même que pour la carte de commande à DSP. Le modulateur DC-DC employé est par ailleurs le même.

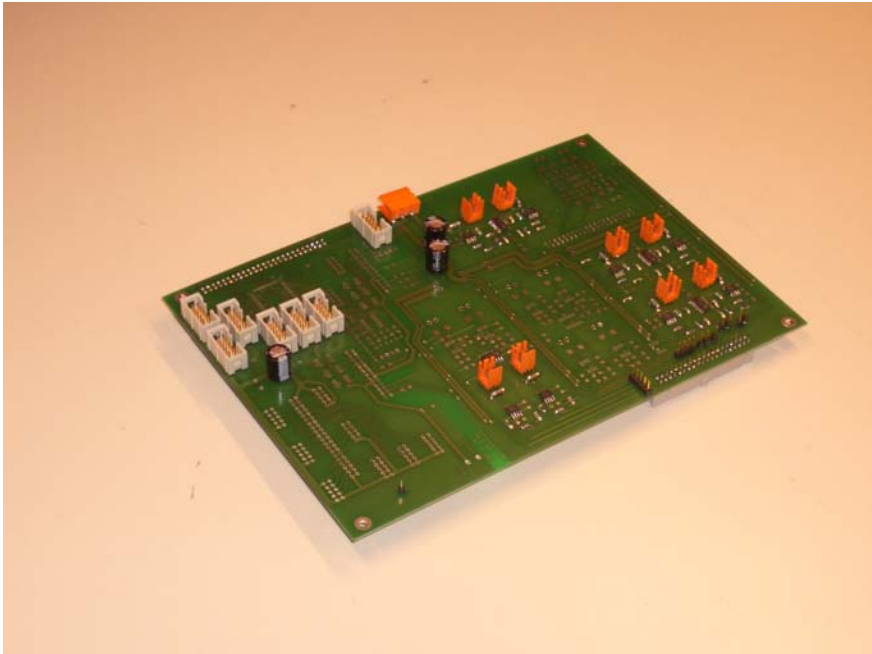


FIG. 6.5 : Carte d'interface, effectuant l'acquisition des courants, tensions et dirigeant les signaux de commande vers les cartes de puissance

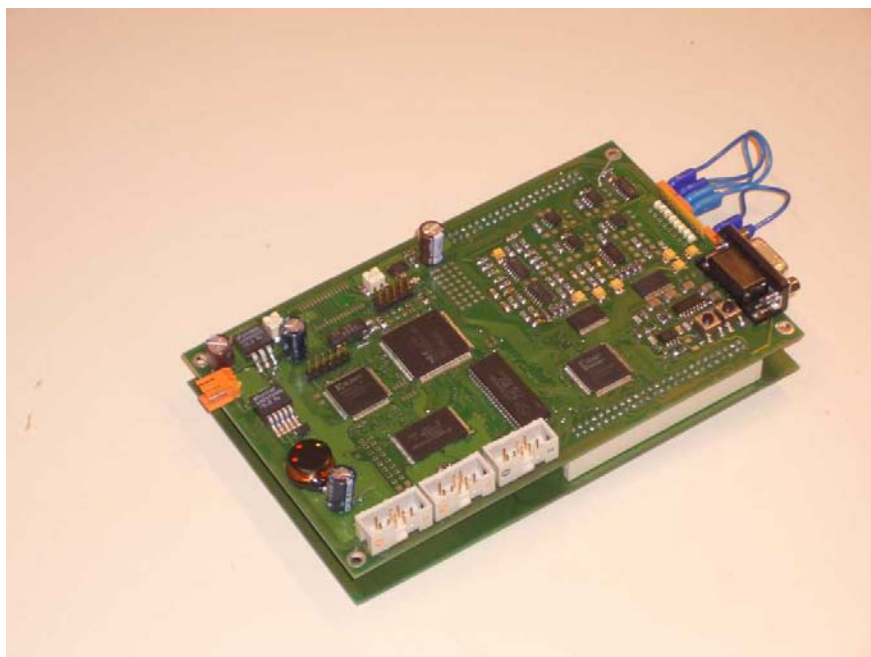


FIG. 6.6 : Carte micro-contrôleur Nec pour la commande des convertisseurs DC-DC

6.2 Mesures et vérifications

6.2.1 Onduleur monophasé, 3 cellules alimentées par convertisseur DC-DC réversible : validation de la loi de modulation optimisée

Les deux configurations testées sont :

1. la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3), (4, 2)\}$ dont le schéma est représenté à la Fig. 6.7,
2. la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3), (4, 2)\}$ dont le schéma est représenté à la Fig. 6.9.

L'alimentation des cellules moyenne et basse tensions est réalisée à l'aide d'un convertisseur DC-DC réversible unique avec transformateur multi-enroulement. Le convertisseur DC-DC fonctionne en abaisseur pour la deuxième configuration, car le transformateur multi-enroulement ne comporte que 8 enroulements identiques sur les 9 qui seraient nécessaires.

Les interrupteurs utilisés pour la cellule haute tension et pour le convertisseur DC-AC primaire sont des IGBT 1200 V. Les cellules moyenne et basse tensions ainsi que leurs convertisseurs AC-DC d'alimentation sont équipées d'IGBT 600 V.

Nous vérifions que la loi d'optimisation (théorie au §4.2.4) permet de décharger les cellules haute et moyenne tensions de la modulation à fréquence de pulsation apparente :

- la cellule haute tension commute à fréquence fondamentale aux Fig. 6.8(c) et 6.10(c),
- la cellule moyenne tension commute à fréquence 6 fois plus élevée, aux Fig. 6.8(b) et 6.8(b),
- la modulation est supportée par la cellule basse tension, aux Fig. 6.8(a) et 6.8(a).

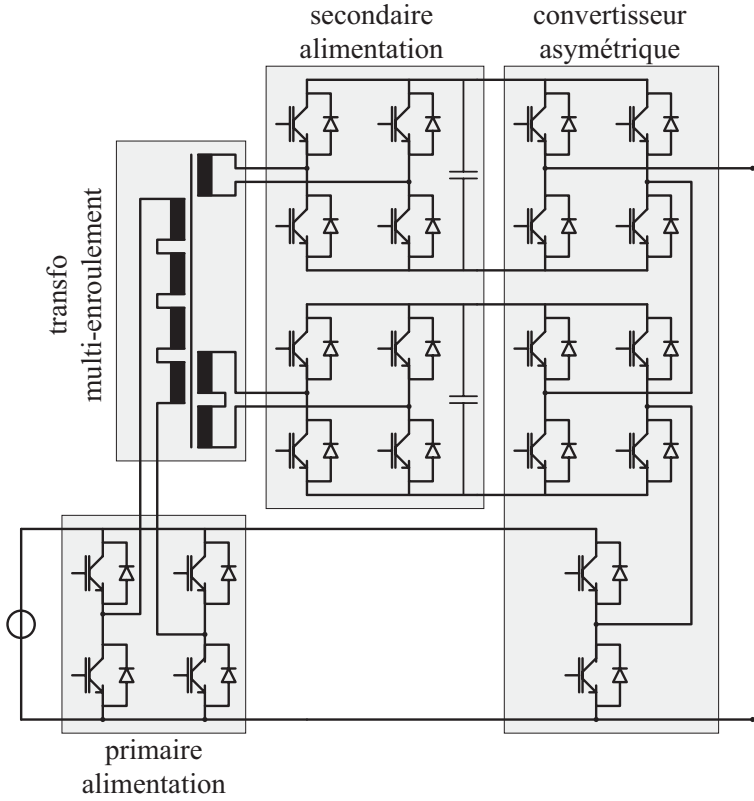


FIG. 6.7 : Configuration monophasée $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3), (4, 2)\}$

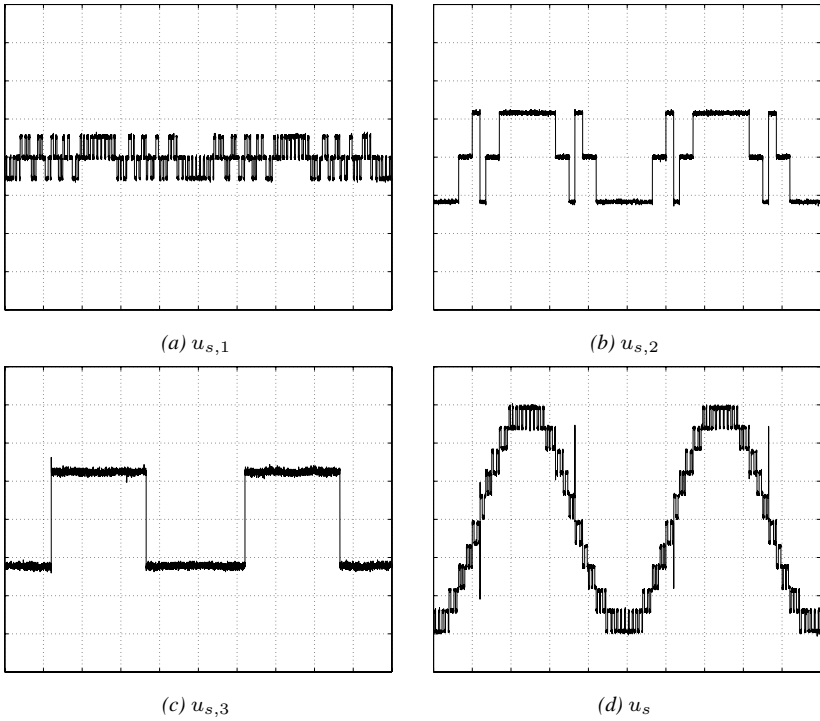


FIG. 6.8 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3), (4, 2)\}$, alimentation avec convertisseur DC-DC réversible. Fonctionnement à pleine amplitude, 11 niveaux sont générés.

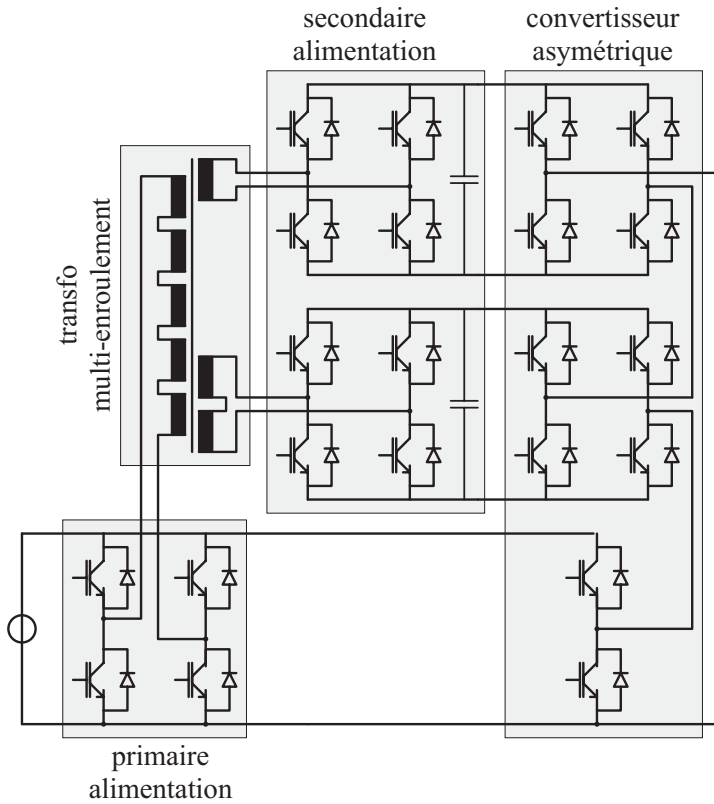


FIG. 6.9 : Configuration monophasée $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3), (6, 2)\}$

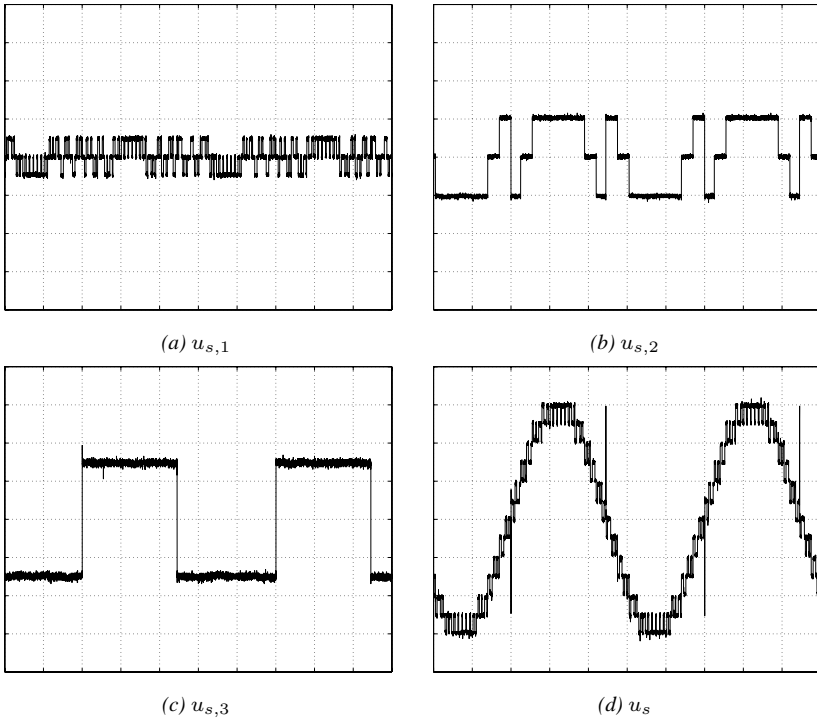


FIG. 6.10 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 3), (6, 2)\}$, alimentation avec convertisseur DC-DC réversible. Fonctionnement à pleine amplitude, 13 niveaux sont générés.

6.2.2 Onduleur triphasé, 2 cellules alimentées par redresseurs

Deux configurations sont testées à tension réduite sur un moteur, elles sont alimentées par des redresseurs, il s'agit de :

1. la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$ dont le schéma est représenté à la Fig. 6.11,
2. la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$ dont le schéma est représenté à la Fig. 6.21.

La référence est un système de trois tensions sinusoïdales déphasées de 120° . A composante homopolaire nulle, la cellule basse tension fonctionne en mode régénératif pour certaines gammes d'amplitudes. Dans ces gammes d'amplitudes, l'ajout d'une composante homopolaire de rang harmonique 3 des deux autres composantes permet d'annuler la circulation moyenne de puissance. Le réglage de la composante de compensation est effectué par un régulateur PI des tensions intermédiaires. L'annulation de la puissance est assurée en imposant une consigne de tension proche de la tension à vide.

6.2.2.1 Test de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$: vérification de la loi de modulation optimisée stricte

Cette structure, qui est illustrée à la Fig. 6.11, vérifie la loi de modulation scalaire (2.33). Elle génère 5 niveaux sur la tension de branche et 61 phaseurs spatiaux (voir §2.2.3.2 et 2.2.4.2 pour la théorie). Pour une référence sinusoïdale équilibrée, nous distinguons plusieurs modes de fonctionnement illustrés aux Fig. 6.12 à 6.15 :

1. A petite amplitude, cas illustré à la Fig. 6.12, l'ajout d'une composante homopolaire constante permet que toute la puissance soit fournie par la cellule basse tension.
2. Sur une partie des moyennes amplitudes, la puissance fournie par la cellule haute tension est supérieure à la puissance de la charge. La cellule basse tension devrait alors régénérer lorsque la composante homopolaire est nulle. L'ajout d'une composante homopolaire d'harmonique 3 permet d'ajuster la puissance de la cellule haute tension à celle de la charge, comme illustré à la Fig. 6.13. On voit bien qu'une tension de fréquence supérieure est superposée au fondamental de la tension de branche à la Fig. 6.13(a). Le courant reste sinusoïdal à la Fig. 6.13(c). Bien que le réglage de tension fonctionne en moyenne, les tensions intermédiaires subissent une fluctuation importante au cours d'une période.
3. Sur une partie des moyennes amplitudes et sur les grandes amplitudes, cas illustrés à la Fig. 6.14, la puissance fournie par la cellule haute tension est

légèrement inférieure à la puissance de la charge. Même à composante homopolaire nulle, la cellule basse tension n'a pas besoin de régénérer.

4. Pour atteindre les très grandes amplitudes, de 100 % à 115 %, cas illustré à la Fig. 6.15, il faut ajouter une composante homopolaire harmonique 3. Cette composante est en opposition avec la composante permettant l'équilibrage.

Nous vérifions que la loi de commande fonctionne bien et qu'il n'y a jamais de commutations simultanées répétées des deux cellules. Avec cette commande, deux commutations simultanées ne se succèdent jamais. La cellule haute tension fonctionne en mode fondamental, sauf lorsque la stratégie d'équilibrage est appliquée à la Fig. 6.13. En effet dans ce cas, l'amplitude de la tension de branche présente une forte composante harmonique 3. Les fluctuations de la référence qui en résultent ne peuvent être suivies qu'avec l'aide de la cellule haute tension qui commute alors 6 fois par période.

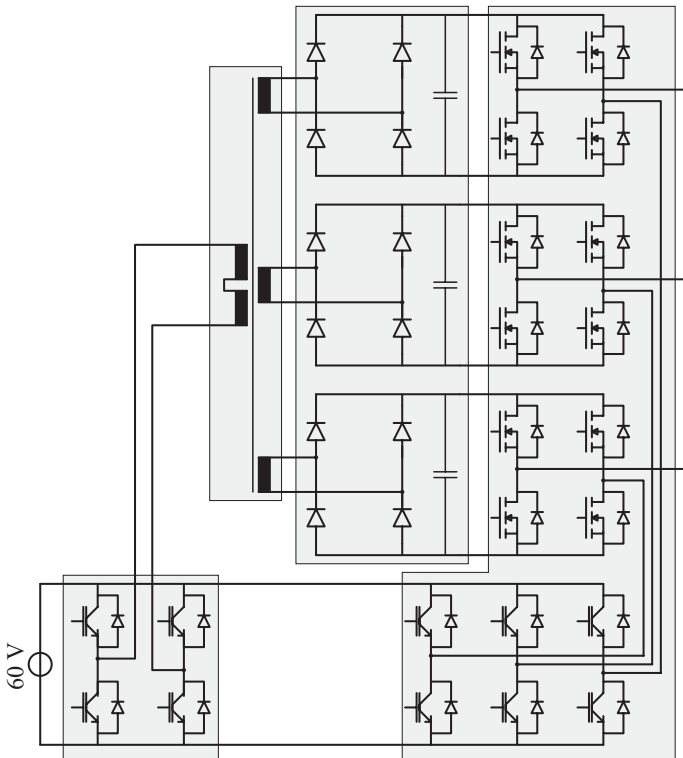


FIG. 6.11 : Schéma de test de la configuration triphasée $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$ alimentée par redresseurs

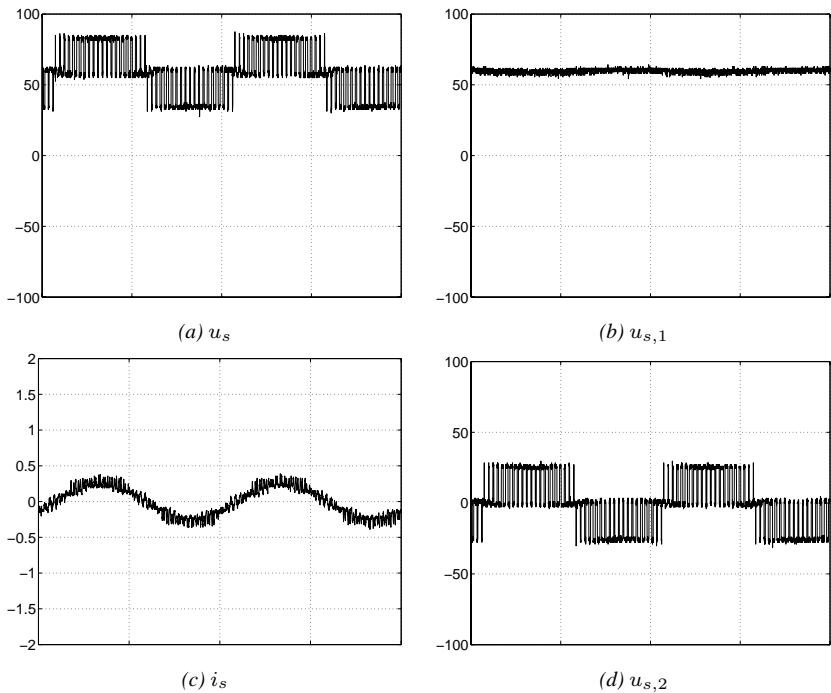


FIG. 6.12 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$, alimentation à redresseurs. Fonctionnement à petite amplitude, $\hat{U}_{\text{ref}} = 0.8 \Delta U_1 = 40 \%$.

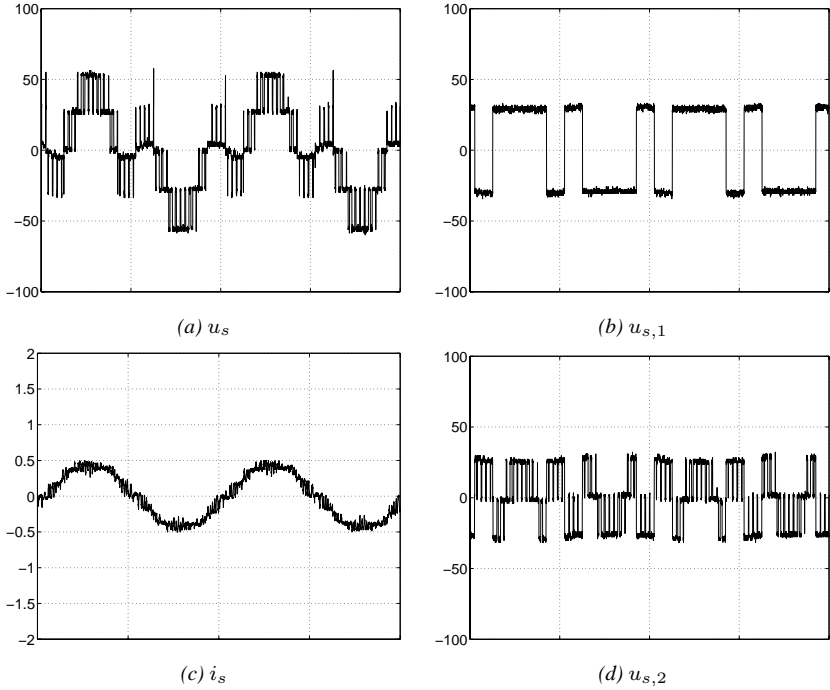


FIG. 6.13 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$, alimentation à redresseurs. Fonctionnement à moyenne amplitude avec compensation de la puissance négative, $\hat{U}_{\text{ref}} = 1.2 \Delta U_1 = 60 \%$.

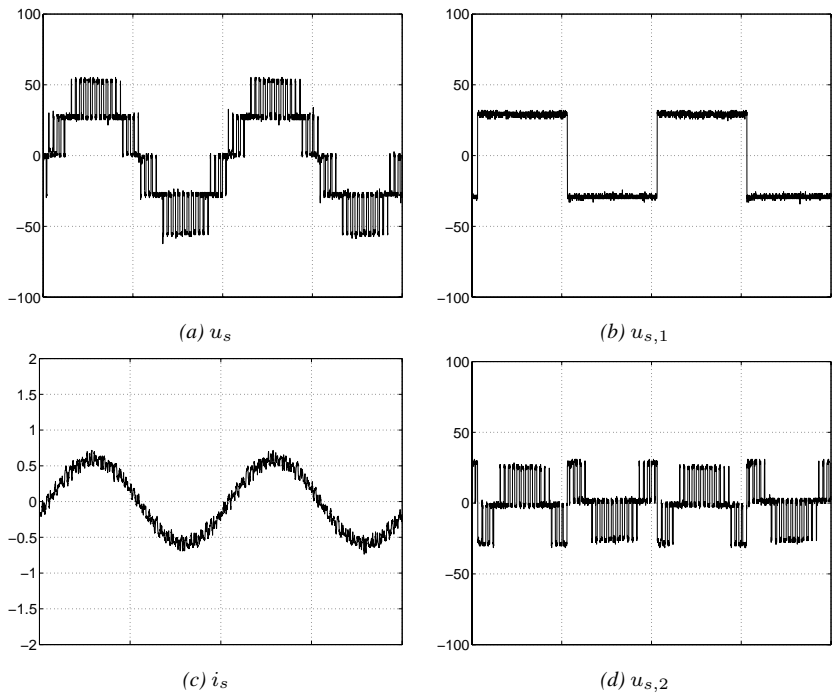


FIG. 6.14 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$, alimentation à redresseurs. Fonctionnement à amplitude moyenne, $\hat{U}_{\text{ref}} = 1.6 \Delta U_1 = 80 \%$

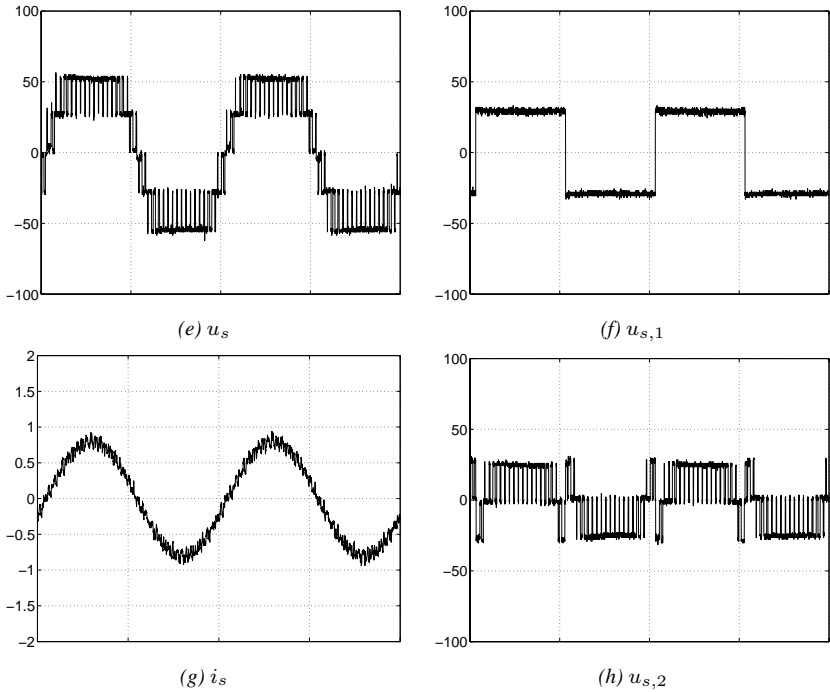


FIG. 6.15 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$, alimentation à redresseurs. Fonctionnement à pleine tension avec contrôle vectoriel, $\hat{U}_{\text{ref}} = 2.2 \Delta U_1 = 110 \%$.

6.2.2.2 Test de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$: modulation de la cellule haute tension

La configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$ génère 6 niveaux uniformes et distincts. Elle respecte la loi d'uniformité scalaire 2.22, mais ne respecte pas la loi de modulation scalaire (2.33), car la paire de niveaux $(-0.5, 0.5)$ ne peut pas être modulée sans effectuer de transitions de la cellule haute tension (voir §2.2.3.2 et 2.2.4.2 pour la théorie). Comme précédemment, nous distinguons plusieurs modes de fonctionnement illustrés aux Fig. 6.17 à 6.20 :

1. Grâce à l'ajout d'une composante homopolaire constante, le problème des transitions simultanées n'intervient pas lors de la génération des petites amplitudes, inférieures au pas de l'onduleur, cas illustré à la Fig. 6.17.
2. Pour les amplitudes moyennes, l'équilibrage des puissances par ajout d'harmonique 3 aggrave le problème des commutations simultanées, en diminuant le signal de telle sorte que la répartition des niveaux dans ces 2 bandes augmente, comme illustré aux Fig. 6.18 et 6.19.
3. Le problème des commutations simultanées est faible pour les grandes amplitudes, comme illustré à la Fig. 6.20.

Ces mesures mettent en évidence le problème des commutations simultanées de certaines configurations. Il est possible d'alimenter les cellules basse tension de cette configuration à l'aide de redresseurs, cela conduit cependant à une fréquence de pulsation très élevée pour la cellule haute tension.

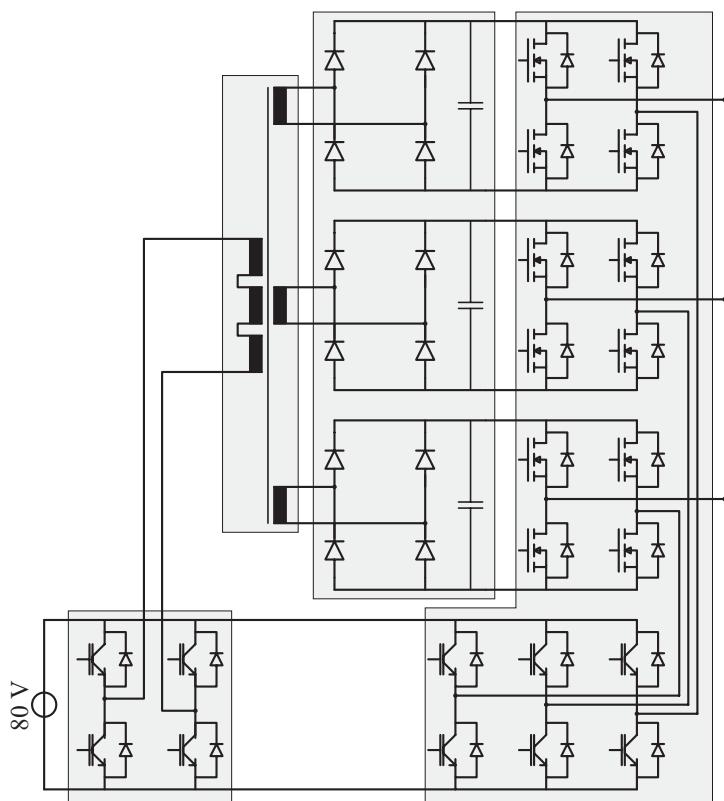


FIG. 6.16 : Schéma de test de la configuration triphasée $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (2, 2)\}$ alimentée par redresseurs

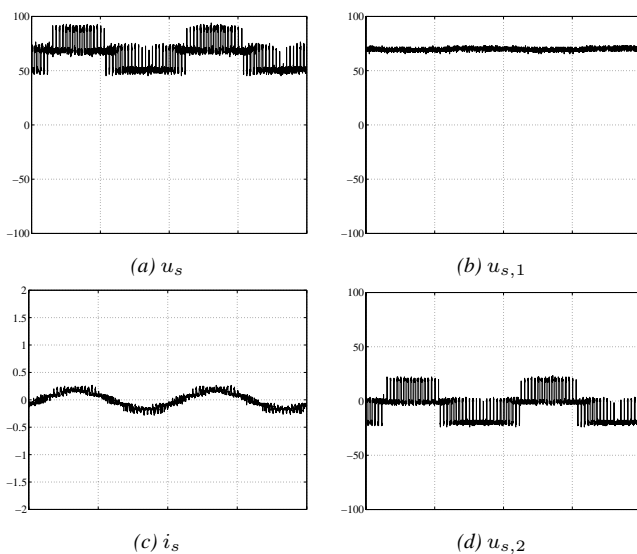


FIG. 6.17 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, alimentation à redresseurs. Fonctionnement à petite amplitude $\hat{U}_{\text{ref}} = 0.5 \Delta U_1 = 20\%$.

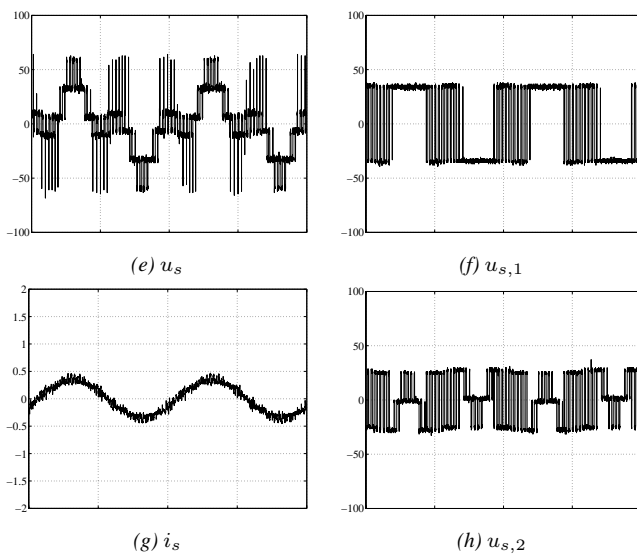


FIG. 6.18 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, alimentation à redresseurs. Fonctionnement avec compensation de puissance $\hat{U}_{\text{ref}} = 1.00 \Delta U_1 = 40\%$.

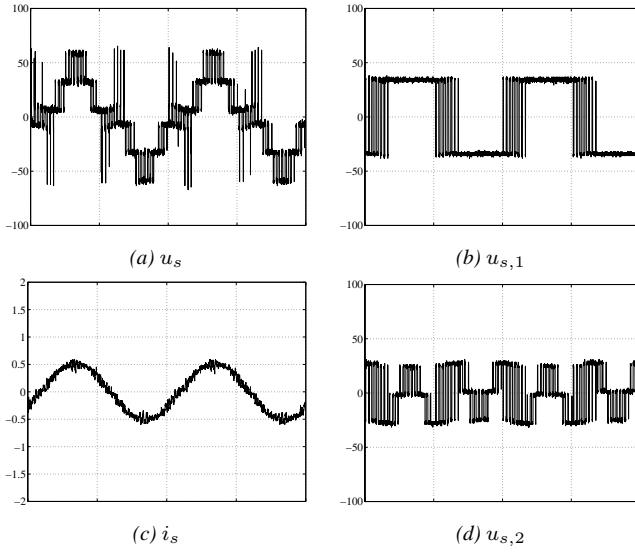


FIG. 6.19 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, alimentation à redresseurs. Fonctionnement avec compensation de puissance $\hat{U}_{\text{ref}} = 1.75 \Delta U_1 = 70 \%$.

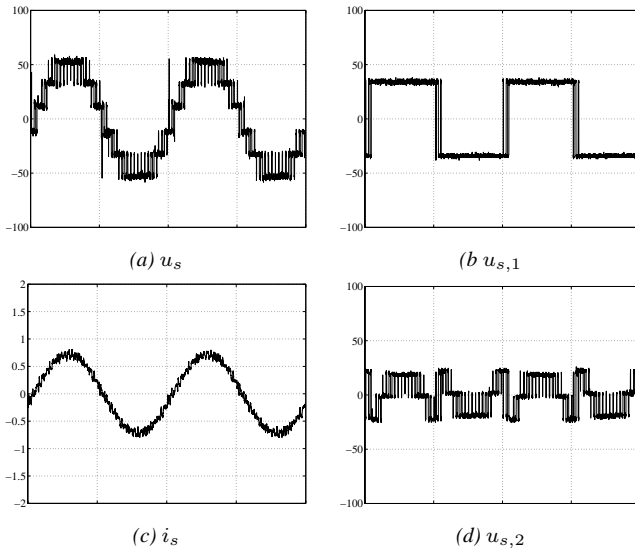


FIG. 6.20 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, alimentation à redresseurs. Fonctionnement à pleine amplitude $\hat{U}_{\text{ref}} = 2.5 \Delta U_1 = 100 \%$.

6.2.3 Onduleur triphasé, 2 cellules alimentées par convertisseur DC-DC réversible

Les cellules basse tension des configurations testées sont alimentées par des convertisseurs DC-DC réversibles. Il s'agit de :

1. la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$ dont le schéma est dessiné à la Fig. 6.21,
2. la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (4, 2)\}$ dont le schéma est dessiné à la Fig. 6.29.

Les puissances des convertisseurs DC-DC sont réglées par l'intermédiaire du déphasage des ondes fondamentales des cellules du convertisseurs DC-DC. Le déphasage du convertisseur DC-AC primaire est fixe. Les déphasages de chacun des convertisseurs AC-DC secondaires sont ajustés indépendamment à l'aide de régulateurs PI, de manière à maintenir chacune des tensions intermédiaires à sa valeur de consigne.

6.2.3.1 Test de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$: perturbations liées aux commutations simultanées

Nous visualisons les impulsions parasites, provoquées par le décalage des commutations des cellules haute et basse tensions, sur une période complète à la Fig. 6.22 et à l'échelle de la période de pulsation, à la Fig. 6.23. Les perturbations sont bien visibles sur la tension de branche autour de 5 et 15 ms.

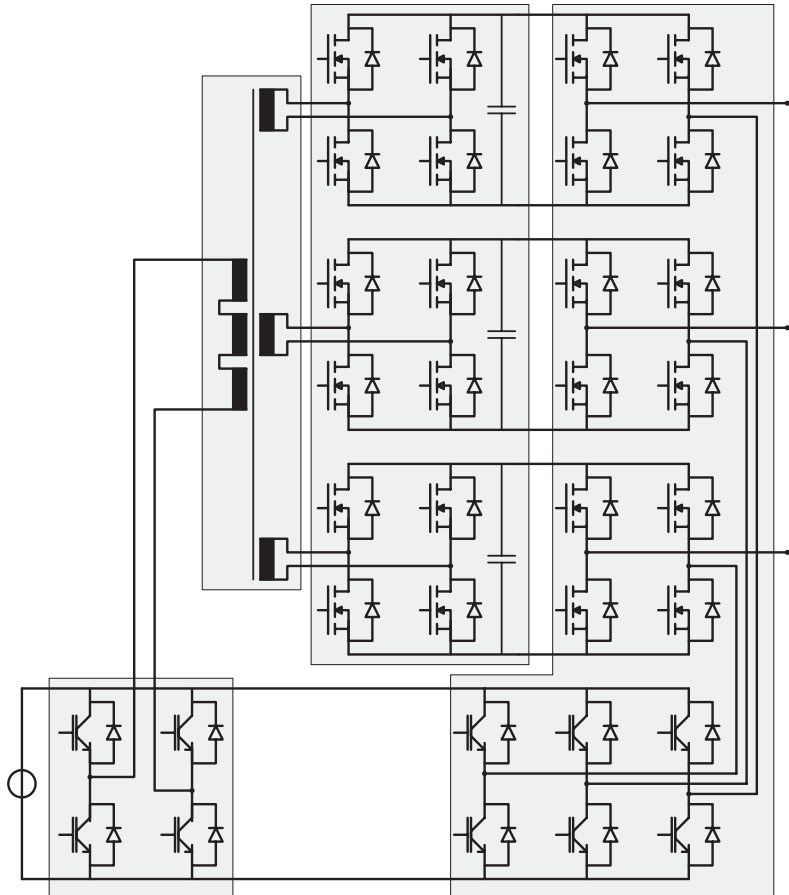


FIG. 6.21 : Schéma de test de la configuration triphasée $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$ alimentée par convertisseur DC-DC réversible

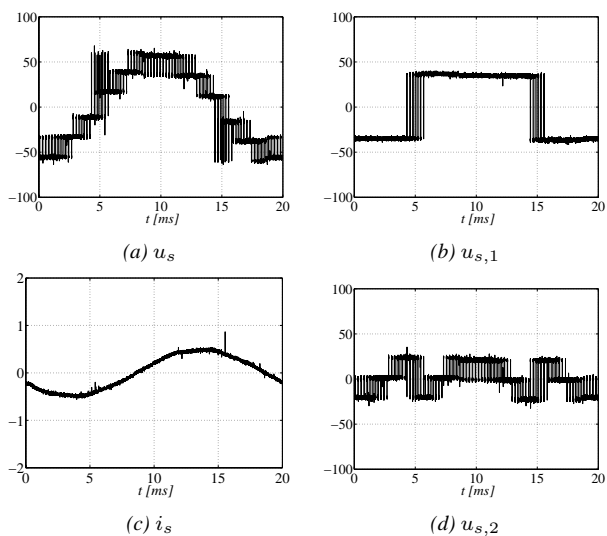


FIG. 6.22 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, contrôle scalaire sans optimisation, alimentation avec convertisseur DC-DC réversible. Fonctionnement à moyenne amplitude $\hat{U}_{\text{ref}} = 1.6 \Delta U_1 = 70 \%$. Zoom à la Fig. 6.23.

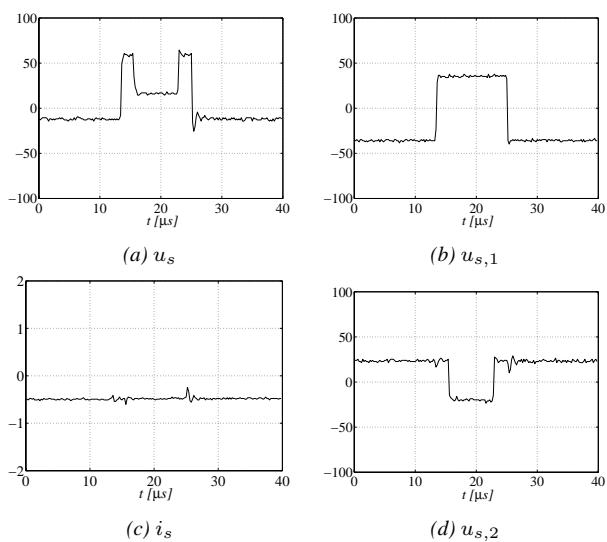


FIG. 6.23 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, contrôle scalaire sans optimisation, alimentation avec convertisseur DC-DC réversible. Fonctionnement à moyenne amplitude $\hat{U}_{\text{ref}} = 1.6 \Delta U_1 = 70 \%$. Zoom sur une des commutations de la Fig. 6.22.

6.2.3.2 Test de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, stratégie vectorielle de suppression des commutations simultanées

La configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$ respecte la loi de modulation vectorielle 2.41 (voir §2.2.3.2 et 2.2.4.2 pour la théorie). Nous pouvons vérifier le bon fonctionnement de la stratégie de minimisation des commutations qui empêche la modulation de la cellule haute tension sur l'ensemble de la gamme d'amplitude aux Fig. 6.25 à 6.28. Nous vérifions également que la tension composée est bien sinusoïdale à la Fig. 6.24.

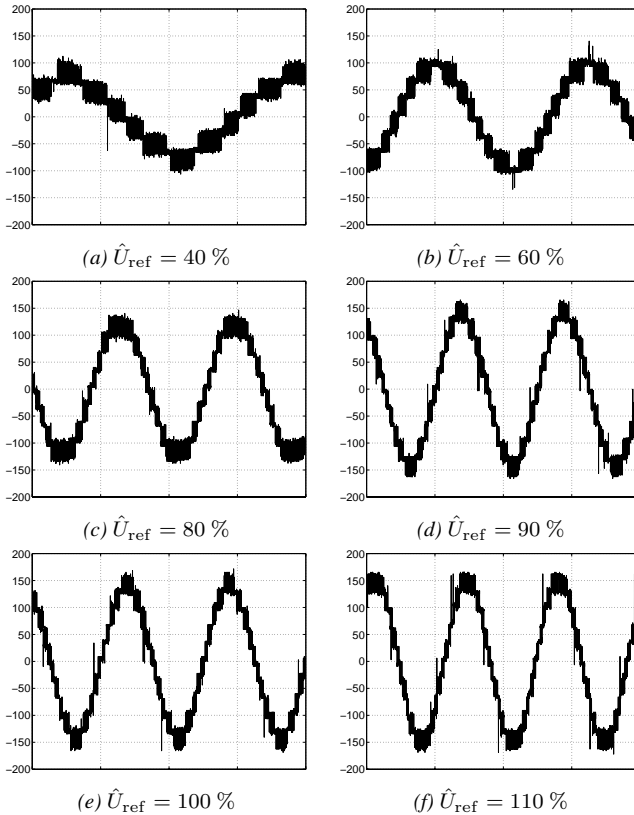


FIG. 6.24 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, alimentation avec convertisseur DC-DC réversible. Tension composée.

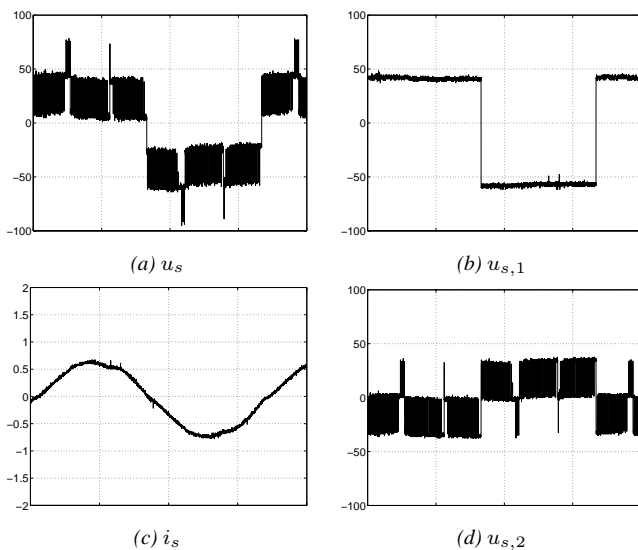


FIG. 6.25 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, alimentation avec convertisseur DC-DC réversible. Fonctionnement à petite amplitude $\hat{U}_{\text{ref}} = 1.0 \Delta U_1 = 40 \%$.

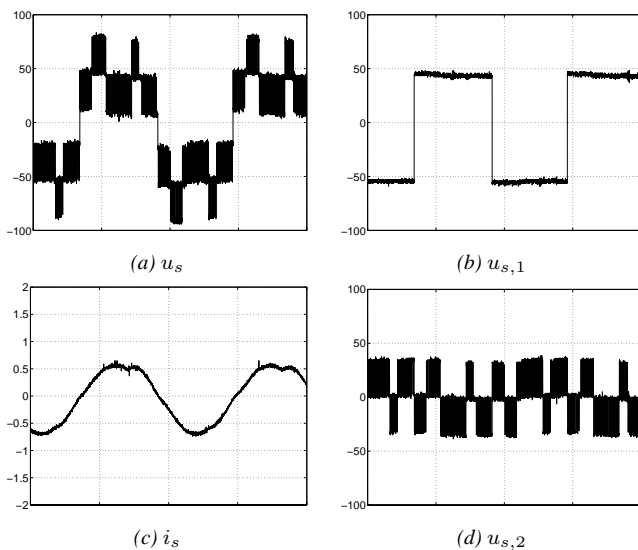


FIG. 6.26 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, alimentation avec convertisseur DC-DC réversible. Fonctionnement à amplitude moyenne, puissance négative $\hat{U}_{\text{ref}} = 1.5 \Delta U_1 = 60 \%$.

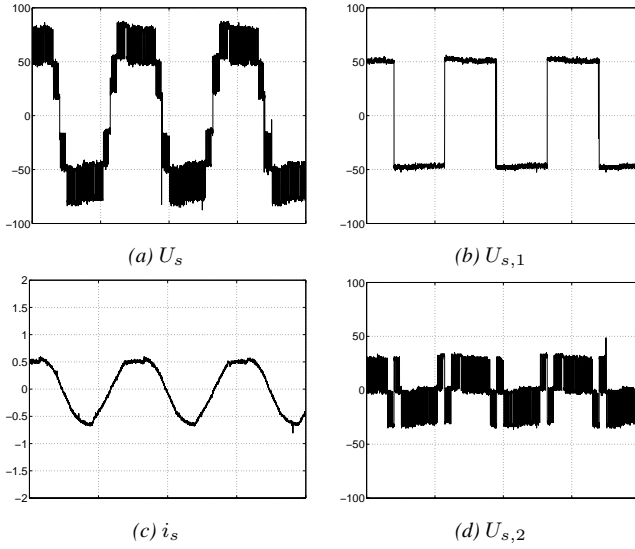


FIG. 6.27 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, alimentation avec convertisseur DC-DC réversible. Fonctionnement à amplitude élevée $\hat{U}_{\text{ref}} = 2.5 \Delta U_1 = 100 \%$.

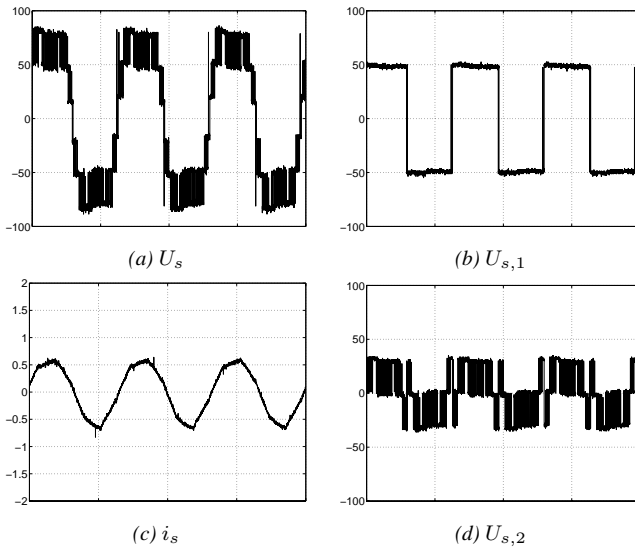


FIG. 6.28 : Configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, alimentation avec convertisseur DC-DC réversible. Fonctionnement à pleine amplitude $\hat{U}_{\text{ref}} = 2.75 \Delta U_1 = 110 \%$.

6.2.3.3 Test de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (4, 2)\}$: validation de la loi d'uniformité vectorielle

La configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (4, 2)\}$ respecte la loi d'uniformité vectorielle (2.2.3.3) (voir §2.2.3.2 et 2.2.4.2 pour la théorie). A la Fig. 6.31, nous comparons la tension de branche des configurations $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$ et $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (4, 2)\}$. La première présente 6 niveaux distincts qui sont à peu près uniformes, tandis que la seconde présente un pas double au centre. A la Fig. 6.32(b), nous vérifions que la deuxième configuration testée présente 2 pas supplémentaires au niveau de la tension composée. Cela permet de générer un courant avec un peu plus de finesse à la Fig. 6.32(d). A la Fig. 6.30, l'application d'une référence spirale nous permet de visualiser les 121 phaseurs spatiaux distincts sont obtenus (soit 30 de plus qu'avec la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$).

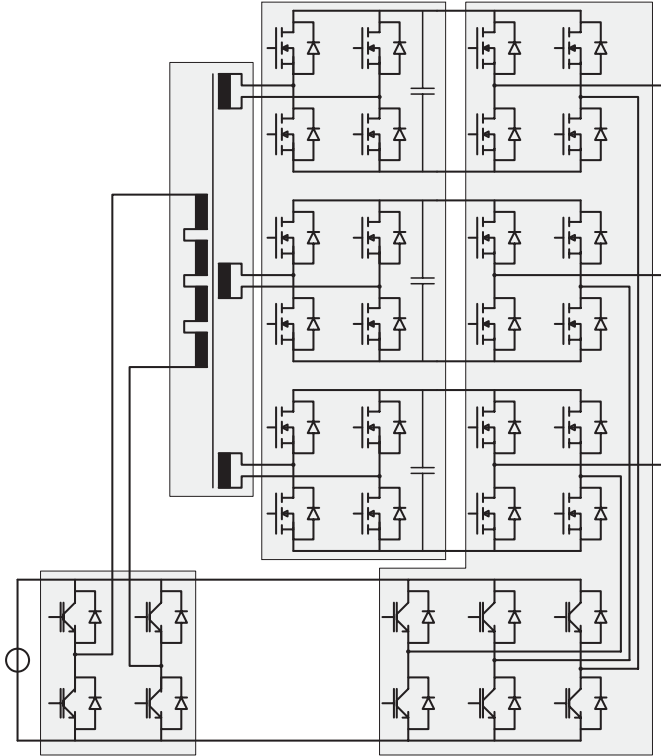


FIG. 6.29 : Schéma de test de la configuration triphasée $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (4, 2)\}$ alimentée par convertisseur DC-DC réversible

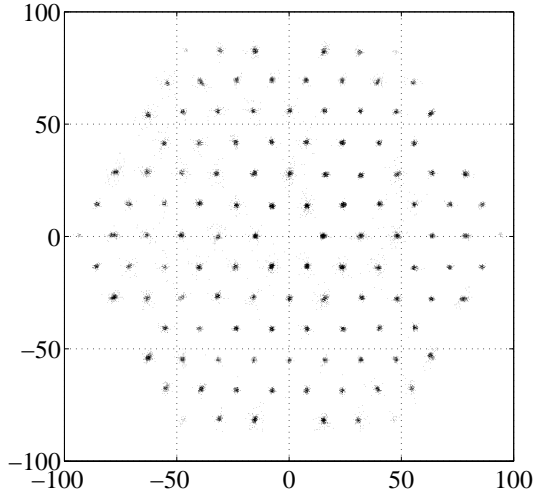


FIG. 6.30 : Phaseurs spatiaux générés par la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (4, 2)\}$

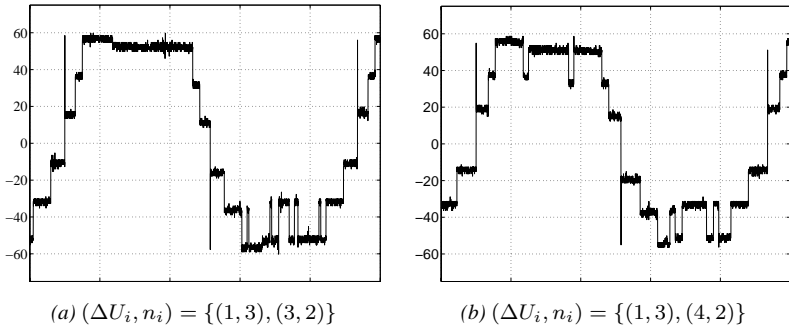


FIG. 6.31 : Tension de branche u_s lors du fonctionnement à pleine amplitude, $\hat{U}_{ref} = 110\%$.

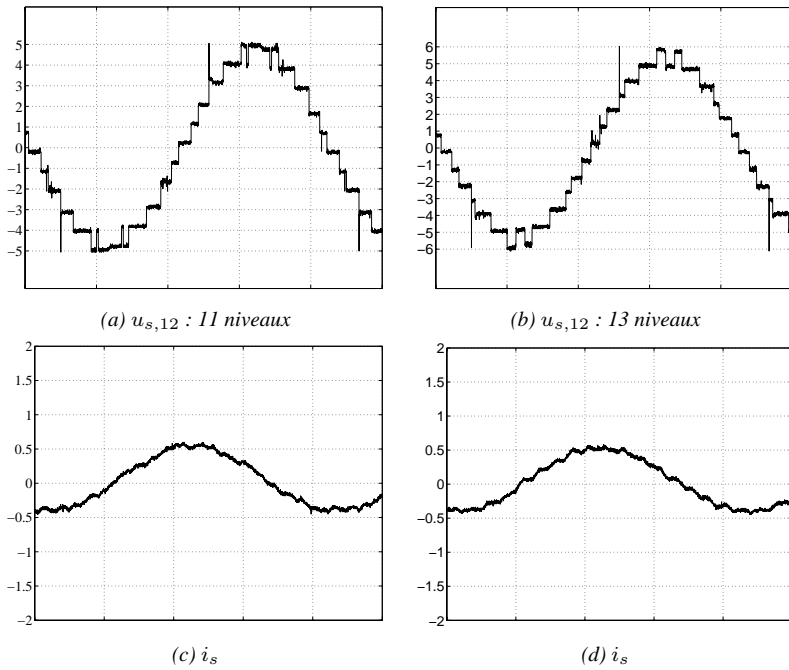


FIG. 6.32 : Tensions composées et courants lors du fonctionnement à pleine amplitude, $\hat{U}_{\text{ref}} = 110\%$. (a) et (c) : configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$; (b) et (d) configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (4, 2)\}$.

6.3 Comparaison de structures : mesures de résolution, de rendement et de tension atteignable

Nous comparons la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(100, 3), (300, 2)\}$ dont le schéma est représenté à la Fig. 6.33, avec la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(75, 3), (75, 3), (300, 2)\}$ dont le schéma est représenté à la Fig. 6.34. Le module convertisseur AC-DC d'alimentation de la petite cellule de la première configuration est utilisé comme cellule additionnelle permettant d'améliorer la résolution de la deuxième configuration. La cellule basse tension de la première configuration est alimentée par un convertisseur DC-DC réversible tandis celles de la seconde ne le sont pas. L'idée est de déterminer comment utiliser le mieux possible un ensemble de semi-conducteur donné. Le transformateur multi-enroulement et le convertisseur DC-AC ne sont pas utilisés pour la deuxième configuration qui utilise ainsi un peu moins de matériel. Le prototype ne permet pas le test d'une configuration avec quatre cellules en série, par ailleurs le convertisseur résultant utiliserait mal les petites cellules ce qui occasionnerait d'importantes pertes par conduction. Pour tester les deux convertisseurs avec des conditions similaires, les deux configurations vérifient la loi de modulation vectorielle optimisée pour la première et la loi de modulation vectorielle optimisée avec équilibre pour la seconde.

6.3.1 Convertisseur avec alimentation complète

6.3.1.1 Adaptation du mode de fonctionnement du convertisseur DC-DC

Lors des premières mesures, le rendement du convertisseur DC-DC se dégradait considérablement lorsque la tension de service augmentait.

Pour illustrer le problème observé, nous mesurons les grandeurs du convertisseur DC-DC lorsque l'amplitude en sortie de l'onduleur est de 80 %. La puissance fournie à la charge résistive est de 5 kW, elle est presque entièrement délivrée par la cellule haute tension¹. Bien que la puissance nécessaire aux petites cellules soit presque nulle pour ce point de fonctionnement, on peut vérifier à la Fig. 6.35(e) que les cellules du convertisseur DC-DC délivre une puissance réactive très élevée : la puissance moyenne délivrée à la petite cellule n'est que de quelques watts, mais la puissance instantanée qui circule est de plusieurs kW. Cela cause des pertes (principalement par conduction) très importantes.

Ce problème est lié au type de convertisseur DC-DC employé et à l'utilisation que nous en faisons. Lorsque le rapport des tensions continues, qui interagissent, n'est pas égal au rapport des nombres de spires du transformateur, un courant réactif proportionnel à la différence des tensions circule dans l'inductance de fuite du

¹ voir la répartition théorique de la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$, en p. 175 au §5.1.2.

transformateur. Ainsi, le courant réactif élevé est en grande partie causé par les imperfections de bobinage du transformateur dont chaque enroulement comporte ici 10 spires. Les rapports de transformation étant imparfaits, les rapports de tension ne sont pas tout à fait corrects. Conjuguée avec une inductance de fuite relativement faible, une petite erreur de bobinage cause une puissance réactive importante.

Nous avons fortement atténué ce phénomène en renonçant au terme intégrateur du régulateur de tension qui annulait l'erreur permanente. Ainsi en ayant des rapports de tension un tout petit peu moins précis, le rendement du convertisseur DC-DC a été amélioré de façon conséquente. Pour le point de fonctionnement précédent, le rendement du convertisseur complet est passé de moins de 88 % à plus de 94 % en appliquant cette solution.

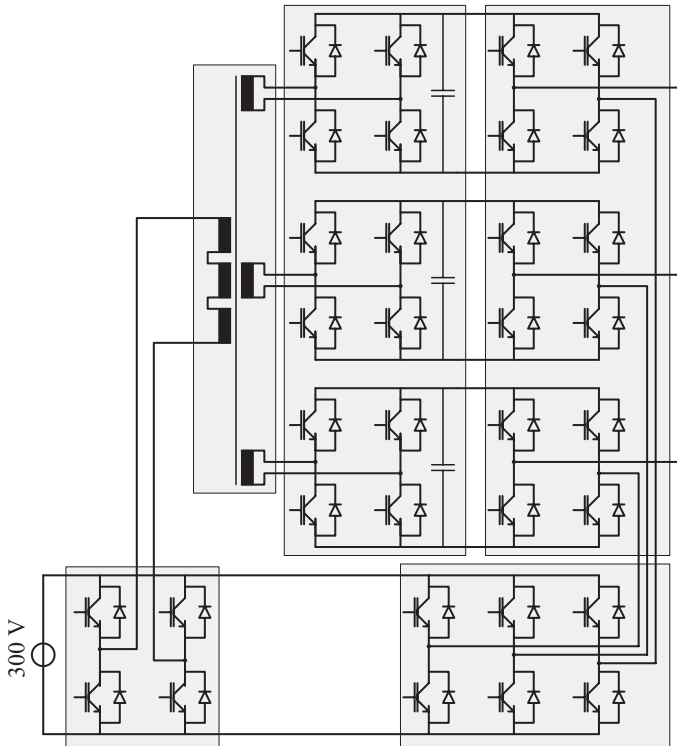


FIG. 6.33 : Schéma de la configuration complètement alimentée
 $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (3, 2)\}$

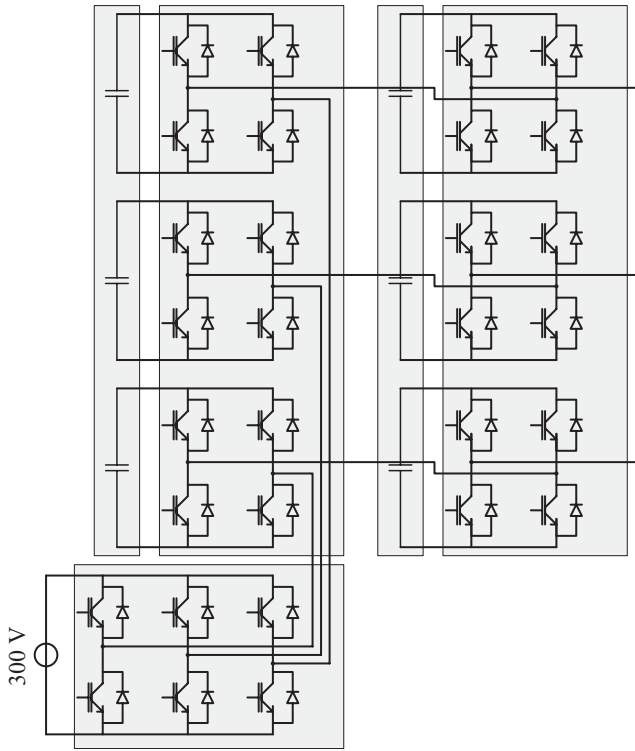


FIG. 6.34 : Schéma de la configuration partiellement alimentée
 $(\Delta U_i, n_i) = \{(1, 3), (1, 3), (4, 2)\}$

La tension appliquée aux bornes du transformateur est rectangulaire à deux niveaux. Une autre solution un peu moins directe à mettre en oeuvre, consiste à adapter la forme d'onde de ces tensions à l'aide du niveau zéro, de manière à ce que les amplitudes correspondent. Ce principe a également été testé mais l'algorithme permettant d'ajuster automatiquement les formes d'onde au point de fonctionnement n'a pas été mis en oeuvre. Ce mode de fonctionnement permet également de réduire la magnétisation du transformateur, voire de passer à la conduction intermittente lorsque le convertisseur fonctionne à charge partielle. Cela peut réduire les pertes dans le transformateur et les pertes par commutation du convertisseur DC-DC.

6.3.1.2 Test du convertisseur à pleine amplitude

Aux Fig. 6.36(a)-(e), nous reportons les oscillogrammes des formes d'ondes générées par le convertisseur pendant la mesure de rendement pour une amplitude de 100 %. A pleine amplitude, la tension composée présente 11 niveaux à la Fig. 6.36(a), la tension de branche 6 à la Fig. 6.36(b). La cellule haute tension commute à fréquence fondamentale à la Fig. 6.36(c), la cellule basse tension à la fréquence de pulsation à la Fig. 6.36(d).

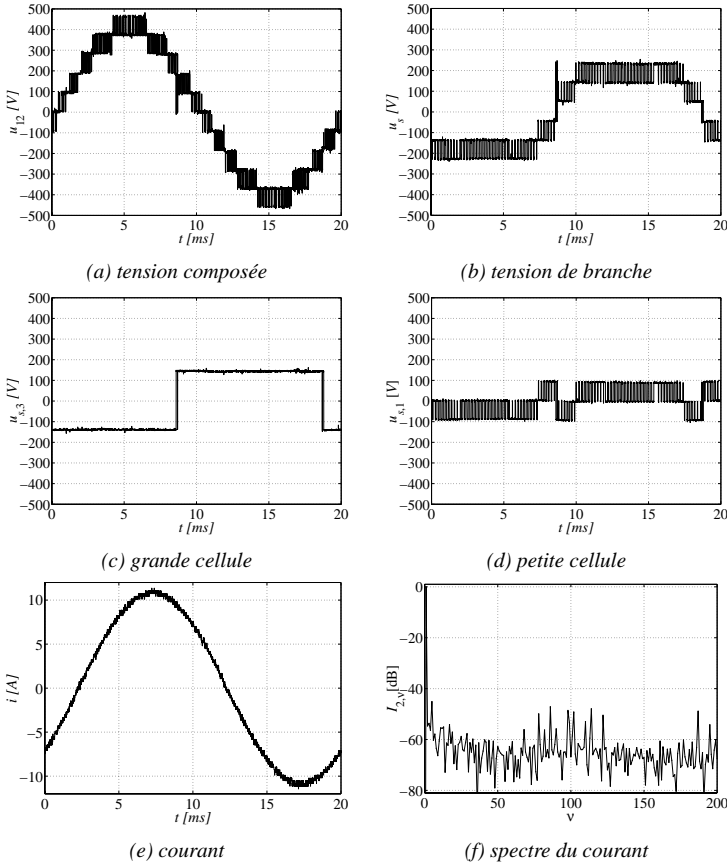


FIG. 6.36 : Configuration alimentée $(\Delta U_i, n_i) = \{(100, 3), (300, 2)\}$

6.3.2 Convertisseur avec alimentation partielle

6.3.2.1 Ajout de condensateurs à l'intermédiaire

Nous avons ajouté trois condensateurs en parallèle d'un des modules AC-DC pour augmenter la capacité intermédiaire et réduire les fluctuations de tension d'alimentation pendant la mesure de rendement.

6.3.2.2 Test du convertisseur à pleine amplitude

Les oscillogrammes des formes d'ondes générées par le convertisseur partiellement alimenté sont reportées à la Fig. 6.37. La tension composée présente 9 niveaux à la Fig. 6.37(a) ; la tension de la grande cellule commute 6 fois par période pour assurer l'équilibrage à la Fig. 6.37(b) ; à la Fig. 6.37(c), le courant présente une légère distorsion due aux imperfections de l'équilibrage.

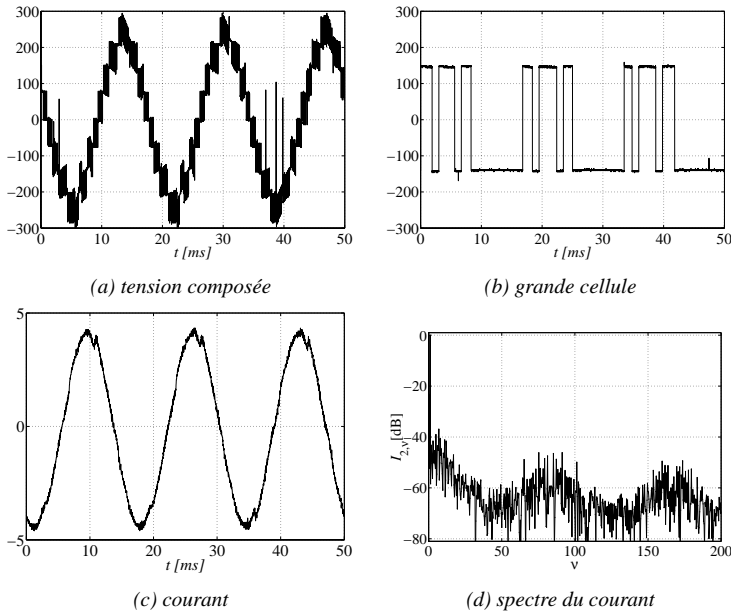


FIG. 6.37 : Configuration partiellement alimentée $(\Delta U_i, n_i) = \{(75, 3), (75, 3), (300, 2)\}$

6.3.3 Comparaison des performances

6.3.3.1 Qualité des signaux générés

Avec un terme intégrateur à chacun des régulateurs de tensions intermédiaires, pour une amplitude partielle de 80 %, la tension composée illustrée à la Fig. 6.35(a) présente 9 niveaux et un taux de distorsion harmonique de 17 %. Le courant de la Fig. 6.35(b) présente un taux de distorsion harmonique de 1.6 %.

Sans terme intégrateur, pour la pleine amplitude de 100 %, la tension composée de la Fig. 6.36(a) présente 11 niveaux et un taux de distorsion harmonique de 13 %. Le courant de la Fig. 6.36(e) dont le spectre fréquentiel est représenté à la Fig. 6.36(f) présente un taux de distorsion harmonique de 2.6 %.

Conformément à la théorie, les taux de distorsion harmonique de la tension composée sont approximativement dans le rapport du nombre de paires de niveaux adjacents, c'est à dire proportionnels à $n - 1$. En revanche, le taux de distorsion harmonique du courant est plus faible pour le point de fonctionnement délivrant moins de niveaux. Il faut observer que le courant mesuré était double pour la mesure avec terme intégrateur. Cela pourrait laisser croire que la différence entre les taux de distorsion harmonique du courant provient de l'ondulation de courant qui est plus faible en grandeur relative dans ce cas. Une analyse des spectres révèle cependant que la différence de distorsion présente surtout des composantes à basse fréquence à la Fig. 6.38. Cela indique qu'une partie de la distorsion supplémentaire est introduite par le déplacement des niveaux de l'onduleur : le rapport des pas présente une erreur et le pas résultant n'est pas uniforme, ce qui introduit des déformations de l'enveloppe du signal.

Avec la configuration partiellement alimentée, le déplacement des niveaux est encore plus marqué. Le taux de distorsion harmonique du courant, illustré à la Fig. 6.37(c), dont le spectre est représenté à la Fig. 6.37(d) grimpe à 6.6 %. Le taux de distorsion harmonique de la tension composée de la Fig. 6.37(a) est de 20 %. Comme précédemment, la distorsion harmonique présente surtout des composantes basses fréquences provoquées par le décalage des niveaux. Pour cette raison, les différences entre les taux de distorsion harmonique sont marquées au niveau des courants mais pas au niveau des tensions.

Ces résultats confirment que le nombre de niveaux n'est pas le seul indicateur de qualité de la tension générée par le convertisseur. La stabilité des niveaux est également un élément déterminant. Conformément aux résultats du chapitre 3, ils confirment également que le taux de distorsion harmonique est une mesure souvent insuffisante qui ne permet pas de déterminer la qualité du courant.

La fluctuation des tensions intermédiaires de la configuration partiellement alimentée peut être réduite, d'une part en augmentant la fréquence de commutation de la cellule haute tension, d'autre part en optimisant l'algorithme de réglage : il y a des possibilités d'amélioration de l'algorithme de compensation des déséquilibres entre phases.

L'effet de la fluctuation des niveaux peut partiellement être compensé par rétroaction de la mesure des tensions sur les grandeurs caractérisant la trame appliquée. Cela rend la commande plus complexe et certaines valeurs de référence ne peuvent pas être atteintes sans modulation de la cellule haute tension.

Les différences de qualité de signaux entre la configuration alimentée et la configuration partiellement alimentée pourrait être réduites en appliquant ces modifications.

6.3.3.2 Mesure des rendements

Le schéma de mesure est reporté à la Fig. 6.39. Un wattmètre monophasé côté continu permet de mesurer la puissance en entrée du système. Un wattmètre triphasé côté alternatif permet de mesurer la puissance délivrée à la charge. Des inductances de lissage sont placées entre le convertisseur et la charge pour réduire la pulsation de tension qui pourrait dégrader sans cela la qualité de la mesure de rendement.

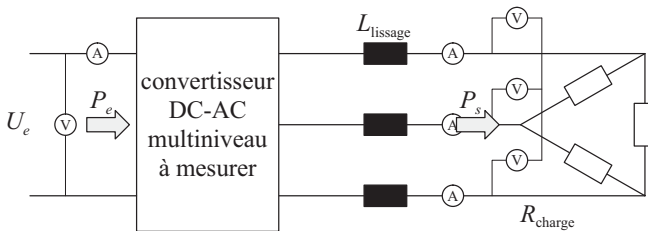


FIG. 6.39 : Schéma de mesure du rendement

Les mesures de rendement sont illustrées à la Fig. 6.40. A amplitude égale, le convertisseur sans alimentation présente un meilleur rendement sur presque toute sa gamme de fonctionnement. Le convertisseur alimenté permet cependant d'atteindre un rendement plus élevé dès que le convertisseur DC-DC ne fournit plus l'intégralité de la puissance (vers 120 V) et surtout dans la gamme des tensions plus élevées qui ne sont pas accessibles par le convertisseur à alimentation partielle (au delà de 150 V).

Le fait d'utiliser du semi-conducteur additionnel en série qui ne contribue pas à la tension de sortie pénalise considérablement le rendement du convertisseur. Ce résultat tranche plutôt en faveur de la configuration alimentée.

Il faut toutefois observer qu'il dépend fortement de la configuration mesurée. La cellule haute tension de du prototype est la plus simple qui puisse être employée. Cela implique que le rapport des puissances des cellules est le plus petit qui soit : 1.5 pour les cellules de la configuration alimentée, 1 pour celles de la configuration partiellement alimentée. Ce rapport augmente lorsque le nombre de niveaux de la cellule haute tension augmente, ce qui fait diminuer la perte d'amplitude de la configuration pas alimentée et permet d'améliorer son rendement relativement à la configuration alimentée. L'écart peut donc être réduit, voire s'inverser si une cellule haute tension plus complexe est choisie. Un tel choix n'est cependant judicieux que si la tension de service augmente, car la tension de service de la cellule haute tension fixe celle du convertisseur complet. Le choix d'une structure complexe pour un convertisseur basse tension conduit à des pertes par conduction élevées.

Nous pouvons également attendre une amélioration du rendement de la configuration alimentée. Une voie consiste à améliorer le rendement du convertisseur DC-DC, pour lequel les recherches et optimisations n'ont pas été poussées. Une autre voie consiste à mettre en place une stratégie d'équilibrage des puissances afin de réduire au minimum la part prise en charge par le convertisseur DC-DC. Dans ce cas, il faudra vraisemblablement opter pour un compromis entre qualité des signaux et rendement, l'optimum du rendement à amplitude réduite consistant à désactiver le convertisseur DC-DC.

Les pertes par conduction sont prépondérantes pour le prototype, principalement parce qu'il emploie des composants de tensions réduites (100 V, 600 V et 1200 V). La prédominance de ces pertes est encore accentuée par le fait que la plupart des interrupteurs ne sont pas employés à leur pleine capacité en tension. Les phénomènes liés à la possible amélioration du rendement par hybridation d'un interrupteur performant en conduction avec un autre performant en commutation ne ressortent pas. La motivation de réaliser un onduleur multiniveau dont la tension de service est de l'ordre de celle du prototype sera liée soit à l'obtention d'une résolution élevée, soit au choix d'une fréquence de pulsation très élevée (plusieurs dizaines de kHz).

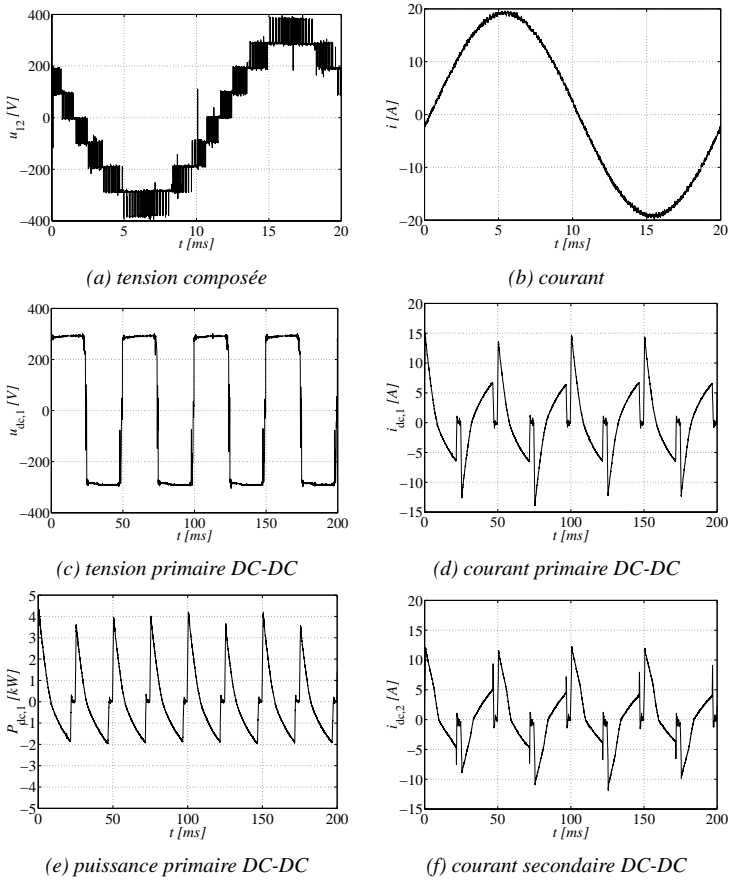


FIG. 6.35 : Mesure de toutes les grandeurs du convertisseur pour la configuration $(\Delta U_i, n_i) = \{(100, 3), (300, 2)\}$, $u_s = 80\%$, $P_s = 5$ kW

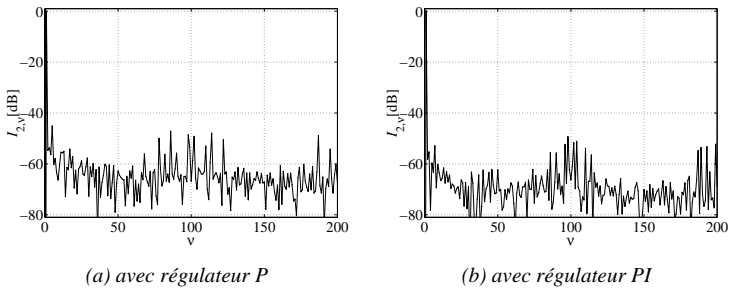


FIG. 6.38 : Spectres des courants en fonction du type de régulateur de tension intermédiaire

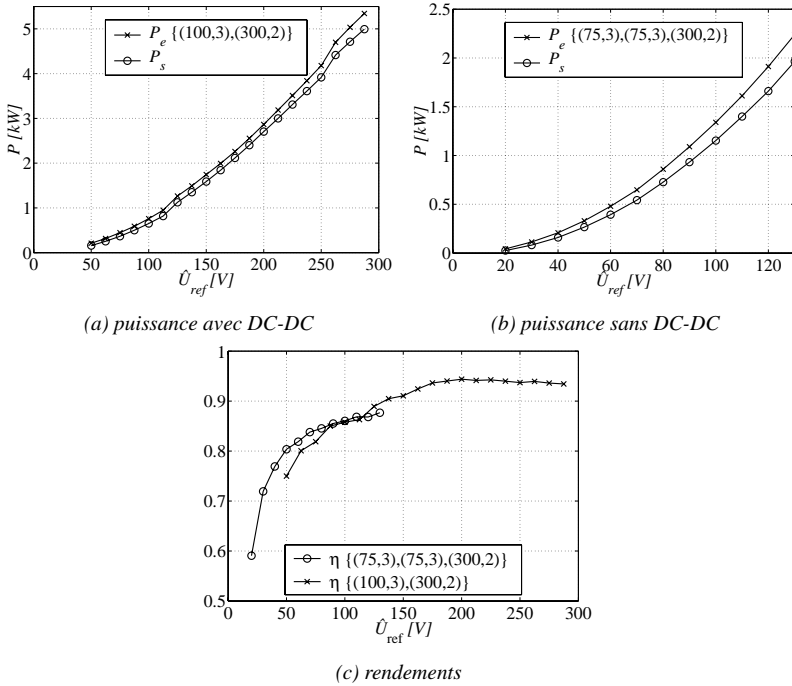


FIG. 6.40 : (a) Puissance du convertisseur alimenté ; (b) Puissance du convertisseur partiellement alimenté ; (c) Rendements des convertisseurs sur une charge résistive : convertisseur alimenté (\times), convertisseur partiellement alimenté (\circ).

Conclusions

Le travail exposé dans le présent mémoire a consisté à définir des classes d'association de cellules, chacune étant un onduleur (de complexité plus simple que l'ensemble), l'ensemble formant un convertisseur multiniveau asymétrique. Les classes d'association correspondent aux propriétés importantes qui permettent de concevoir un convertisseur multiniveau asymétrique présentant une bonne résolution et un bon rendement avec une structure aussi simple que possible. Les propriétés permettant de caractériser ces performances sont l'uniformité du pas, la possibilité de faire de la modulation optimisée du point de vue des pertes par commutation, la possibilité d'équilibrer le bilan de puissance de certaines cellules. Les classes sont définies sous forme de relations algébriques et de critères géométriques. Elles constituent une aide au choix et au dimensionnement du convertisseur approprié à une application donnée. Ce choix effectué, les méthodes de commandes et de modulation appropriées ont été développées ou complétées.

Cette étude systématique constitue la principale contribution. Nous allons passer en revue ces différents thèmes qui fournissent les éléments permettant de choisir et de concevoir un onduleur multiniveau asymétrique.

Les principales topologies d'onduleurs multiniveaux ont été étudiées au chapitre 1. Toutes ces structures commutent une tension de pas qui est une fraction de la tension de service. Cela leur permet d'avoir des pertes par commutation réduites et cela situe leur utilisation au niveau des applications moyennes et hautes tensions, moyennes et hautes fréquences de pulsation. Les propriétés intrinsèques de ces structures les rendent performantes en commutation. Au contraire, les onduleurs multiniveaux asymétriques se distinguent par les paramètres technologiques des interrupteurs les composant. Les interrupteurs haute tension provoquent moins de pertes par conduction, tandis que les interrupteurs basse tension sont plus rapides. L'hybridation de cellules composées d'interrupteurs de calibres en courant

similaires mais de calibres en tension différents permet de réaliser un convertisseur qui présente moins de pertes par conduction qu'un autre onduleur multiniveau, tout en présentant de plus faibles pertes par commutation. La fréquence de pulsation et la tension de service à partir de laquelle une structure multiniveau est plus intéressante en sont abaissées. L'hybridation d'interrupteurs de calibres en tension différents conduit aux applications moyennes tensions à fréquences de pulsation moyennes et hautes.

Les performances des convertisseurs multiniveaux asymétriques en termes de résolution ont été étudiées au chapitre 2. La finesse de l'onduleur est inversement proportionnelle à la distance séparant deux de ses niveaux successifs. La loi d'uniformité du pas définit la classe des onduleurs possédant la même finesse sur l'ensemble de leur amplitude. Les onduleurs ainsi définis sont caractérisés par les pas et nombres de niveaux des cellules les composant.

Les pertes par commutation des interrupteurs haute tension étant plus élevées, l'onduleur présente de meilleures performances lorsque ses cellules haute tension commutent moins que ses cellules basse tension. La loi de modulation optimisée définit la classe des onduleurs capables de moduler n'importe quelle paire de niveaux adjacents en ne commutant que les cellules de plus basse tension. La fréquence de pulsation des cellules basse tension est alors directement liée à la fréquence de pulsation apparente du convertisseur, tandis que la fréquence de pulsation des cellules haute tension n'est liée qu'à la forme d'onde du signal de référence. Cette nouvelle classe est incluse dans la précédente.

La loi d'uniformité vectorielle (des onduleurs triphasés sans neutre relié) définit une classe plus large que la loi d'uniformité scalaire. De même, la loi vectorielle de modulation optimisée définit une classe plus large que la loi scalaire de modulation optimisée. Les configurations possibles d'onduleurs triphasés sans neutre sont plus nombreuses que celles d'onduleurs monophasés.

Les aspects liés à la génération du signal de sortie à partir des niveaux disponibles, c'est à dire à la modulation, ont été traités au chapitre 3. La modulation n'étant pas liée à la topologie, ces résultats sont applicables à tous les onduleurs multiniveaux. Les principaux modulateurs multiniveaux sont caractérisés par l'agencement de leurs porteuses et par leur mode d'échantillonnage. Lorsqu'il est effectué par les porteuses, l'échantillonnage est non-linéaire et une composante continue et des harmoniques de rangs faibles peuvent apparaître. Cela conduit à une distorsion importante du courant dans les charges inductives. Les modulateurs discrets dont l'échantillonnage est linéaire n'ont pas ces défauts. Ils sont très performants et plus adaptés, surtout lorsque la référence n'est pas déterminée à l'avance. La manière dont les transitions entre paires de niveaux sont effectuées

n'est cependant pas optimale. Le modulateur à trames orientées (MTO) permet d'optimiser les transitions entre paires de niveaux, ce qui permet de réduire la distorsion et le nombre de transitions du signal modulé. Ce modulateur est particulièrement adapté aux applications monophasées. Pour les applications triphasées, il est moins performant que le modulateur discret à porteuses en phase.

L'évaluation des performances des modulateurs sur un large domaine de fonctionnement (amplitude, fréquence et forme de la référence) est pratiquement impossible avec les méthodes traditionnelles. Le nombre de points requis est considérable en passant par un modèle de simulation (par exemple avec un logiciel tel que Simplorer). L'analyse par double-série de Fourier nécessite un modèle par forme de référence et par modulateur. Elle est inapplicable si le modulateur n'a pas de modèle géométrique. L'analyse par décomposition du signal modulé en trames élémentaires permet d'éviter ces obstacles. Elle permet d'obtenir rapidement et précisément, exactement pour les modulateurs discrets, les harmoniques de tout modulateur pouvant être décrit sous forme d'algorithme.

Les méthodes de commande ont été développées au chapitre 4. Contrairement à la modulation, la commande est dédiée à une topologie particulière, puisqu'elle associe le signal modulé aux signaux de commande des interrupteurs composant le convertisseur. Cette association est directe lorsque l'onduleur n'a pas de niveaux redondants. Lorsque l'onduleur permet la modulation optimisée, la représentation d'état des niveaux peut être directement associée à une machine d'état permettant de commuter l'onduleur de manière optimale (du point de vue de ses pertes par commutation). La commutation des cellules des configurations vectorielles est plus facilement effectuée par une mesure de distance, qui détermine lorsqu'une commutation des cellules de tension plus élevées est nécessaire pour atteindre la référence.

Les problèmes liés à l'alimentation des cellules de l'onduleur ont été traités au chapitre 5. La nécessité d'alimenter les cellules, par des sources isolées les unes des autres, rend nécessaire l'utilisation de convertisseurs d'alimentation passant par des transformateurs, ce qui diminue le rendement. En outre, la circulation de puissance qui naît au coeur même du convertisseur complet, pour certains points de fonctionnement, dégrade davantage le rendement. Elle rend nécessaire l'utilisation de convertisseurs réversibles, pour alimenter certaines cellules, même lorsque le convertisseur complet ne fonctionne que comme générateur.

Le rendement des structures dont la cellule haute tension est directement alimentée à partir de l'étage intermédiaire continu présente des pertes nettement plus faibles. La fraction de la puissance délivrée par les petites cellules de ces structures transite par de multiples étages de conversion, mais la majeure partie de la puis-

sance passe par un seul étage. L'emploi d'un convertisseur DC-DC unique avec transformateur multi-enroulement permet de réduire le nombre d'étages de conversion d'une partie de la puissance des petites cellules. La circulation de puissance est bouclée au niveau du noyau magnétique du transformateur, au lieu de passer par l'étage intermédiaire continu. Le convertisseur DC-AC primaire ne fournit que le bilan de puissance, ce qui permet de réduire sensiblement ses dimensions et ses pertes. Le choix de la fréquence de conversion est compliqué par le fait que les niveaux de tension sont différents au primaire et au secondaire du transformateur. Cela contraint d'employer des semi-conducteurs dont la caractéristique en commutation est différente. L'adoption d'un convertisseur DC-AC multiniveau au primaire du transformateur permet d'employer des modules identiques au primaire et au secondaire.

Un moyen radical pour réduire les pertes des convertisseurs d'alimentation (des cellules basse tension) consiste à les remplacer par des éléments stockeurs (capacitifs). Dès lors, il est nécessaire de contrôler les flux d'énergie, de manière à annuler la puissance moyenne soutirée des cellules non-alimentées. Les classes d'associations établies au chapitre 2 ne sont plus valables lorsqu'une stratégie d'équilibrage est appliquée :

- la loi d'uniformité et d'équilibrage définit la classe des onduleurs capables de générer une sortie à pas uniformes lorsqu'une stratégie d'équilibrage des puissances leur est appliquée,
- la loi de modulation optimisée et d'équilibrage définit la classe des onduleurs capables de moduler n'importe quelle paire de niveaux adjacents sans commutation des cellules haute tension lorsqu'une stratégie d'équilibrage des puissances est appliquée.

Ces deux nouvelles règles de dimensionnement sont différentes pour les onduleurs monophasés et pour les onduleurs triphasés sans neutre, de sorte que quatre nouvelles conditions définissent quatre nouvelles classes d'association permettant l'équilibrage des flux d'énergie. Au total, huit conditions classifient les onduleurs multiniveaux asymétriques selon leurs propriétés.

En regard des structures alimentées, le convertisseur avec alimentation partiellement omise présente l'avantage de posséder une structure simplifiée. En revanche, l'amplitude qu'il est capable d'atteindre dépend du facteur de puissance de la charge. Il peut délivrer sa pleine amplitude à une charge purement réactive, dans ce cas, l'ensemble de l'alimentation peut être omise. Il ne peut délivrer que l'amplitude de ses cellules alimentées à une charge purement résistive, ce qui diminue la tension de service, le rendement, le nombre de niveaux disponibles et la résolution. A amplitude réduite, le rendement est amélioré parce que les cellules basse tension ne sont pas alimentées, il diminue à haute amplitude pour la même

raison. Du point de vue du rendement, la meilleure structure dispose d'une alimentation qui n'est pas utilisée lorsque la cellule basse tension n'est pas requise pour atteindre la tension de sortie.

Du point de vue de la résolution, il n'est pas judicieux de comparer une structure partiellement alimentée avec la même structure alimentée, étant donné que cette dernière nécessite davantage de convertisseurs. Il est plus judicieux de comparer deux convertisseurs constitués d'un nombre similaire de cellules DC-AC, l'un ayant ses cellules basse tension alimentées. L'omission de l'alimentation permet d'obtenir un nombre de niveaux plus élevé, cependant la fluctuation de ces derniers détériore leur qualité. Le résultat final dépend de la quantité d'énergie stockée et de la qualité du réglage.

La validation expérimentale a souligné l'importance de stabiliser les niveaux de l'onduleur. La stabilité des niveaux a une influence relativement réduite sur la distorsion harmonique des tensions, au contraire les courants obtenus sont de bien meilleure qualité lorsque les niveaux sont stables. Cette différence est due aux harmoniques basse fréquence introduits par le décalage des niveaux. La sensibilité est telle que dans le cas alimenté, le mode de réglage des tensions intermédiaires influence également la qualité des niveaux obtenus. Il faut observer que le réglage des tensions peut être amélioré, ce qui laisse espérer une augmentation de la qualité du courant pour la configuration partiellement alimentée.

Au niveau du rendement qui dépend de nombreux paramètres (souvent antagonistes), la validation expérimentale a également tranché en faveur de la configuration alimentée. A basse amplitude, la configuration partiellement alimentée présente un rendement plus élevé : les pertes par conduction du semi-conducteur série additionnel sont plus faibles que les pertes des deux étages de conversion supplémentaires de la petite cellule. L'emploi d'une cellule haute tension plus complexe (l'onduleur deux niveaux du prototype est la structure la plus simple qui puisse être employée) devrait réduire l'écart de rendement, voire inverser sa tendance, mais un tel choix ne serait judicieux que pour des applications moyenne tension.

Pour obtenir un rendement élevé, le choix de la structure de la cellule haute tension sera gouverné par la tension de service du convertisseur : la structure de cette cellule sera la plus simple qui permette de s'approcher de la tension de service.

En fin de compte, l'ensemble du travail présenté dans ce mémoire vise, à partir d'un cahier des charges, à déterminer s'il est intéressant d'utiliser un convertisseur multiniveau asymétrique. Le cas échéant, l'ensemble des règles proposées permet de choisir la configuration appropriée et les méthodes de commande et de modulation adaptées.

Une perspective d'approfondissement de ce travail consisterait à utiliser l'ensemble des règles proposées, pour réaliser un système expert d'aide à la conception de convertisseurs.

Parmi les applications pour lesquelles il serait intéressant d'opter pour un onduleur multiniveau asymétrique, nous pouvons relever le filtrage actif d'harmoniques. Une bande passante élevée est requise conjointement avec une faible injection de distorsion liée à la pulsation. Cela rend difficile le dimensionnement des filtres d'interface et une résolution plus élevée permettrait de surmonter cet obstacle. La structure employée serait relativement simple, l'alimentation pourrait être complètement omise. L'association de semi-conducteurs de tensions standards permettrait d'obtenir une tension juste supérieure à celle du réseau de distribution local à filtrer, ce qui serait idéal pour disposer d'une marge de tension suffisante pour filtrer les harmoniques de rangs élevés. Le rendement serait plus élevé que celui d'un filtre actif de structure conventionnelle.

L'utilisation de convertisseurs multiniveaux asymétriques peut également être envisagée pour des applications telles que les entraînements électriques. L'augmentation de complexité de la structure pourrait être compensée par la réduction des sollicitations imposées au moteur en termes d'ondulation de courant et de dérivée de tension.

Une autre perspective d'approfondissement, serait d'étudier un tel système (par exemple source, convertisseur, moteur et charge) dans son ensemble pour évaluer le gain (éventuel) de la structure.

Tableau de sélection des configurations

définition des cellules			propriétés de l'onduleur				
$(\Delta U_1, n_1)$	$(\Delta U_2, n_2)$	$(\Delta U_3, n_3)$	ΣU	n	n_V	lois vérifiées	
(1, 3)	(2, 2)	—	± 2	5	61	M U VM VU	UE VME VUE
(1, 3)	(3, 2)	—	± 2.5	6	91	U VM VU	VUE
(1, 3)	(4, 2)	—	± 3	6(7)	121	VU	—
(1, 3)	(5, 2)	—	± 3.5	6	133	—	—
(1, 3)	(1, 3)	—	± 2	5	61	M U VM VU	ME UE VME VUE
(1, 3)	(2, 3)	—	± 3	7	127	M U VM VU	UE VME VUE
(1, 3)	(3, 3)	—	± 4	9	217	U M VU	VUE
(1, 3)	(4, 3)	—	± 5	9(11)	319	VU	—
(1, 3)	(5, 3)	—	± 6	9	361	—	—
(1, 3)	(1, 3)	(3, 2)	± 3.5	8	169	M U VM VU	ME UE VME VUE
(1, 3)	(1, 3)	(4, 2)	± 4	9	217	M U VM VU	UE VME VUE
(1, 3)	(1, 3)	(5, 2)	± 4.5	10	271	U VM VU	VUE
(1, 3)	(1, 3)	(6, 2)	± 5	10(11)	331	VM VU	—
(1, 3)	(1, 3)	(7, 2)	± 5.5	10(12)	397	VU	—
(1, 3)	(1, 3)	(8, 2)	± 6	10	469	—	—
(1, 3)	(1, 3)	(3, 3)	± 5	11	331	M U VM VU	ME UE VME VUE
(1, 3)	(1, 3)	(4, 3)	± 6	13	469	M U VM VU	UE VME VUE
(1, 3)	(1, 3)	(5, 3)	± 7	15	631	u vm vu	vue
(1, 3)	(1, 3)	(6, 3)	± 8	15(17)	805	vm vu	—
(1, 3)	(1, 3)	(7, 3)	± 9	15(19)	991	vu	—
(1, 3)	(1, 3)	(8, 3)	± 10	15	1117	—	—

définition des cellules			propriétés de l'onduleur				
$(\Delta U_1, n_1)$	$(\Delta U_2, n_2)$	$(\Delta U_3, n_3)$	ΣU	n	n_V	lois vérifiées	
(1, 3)	(2, 3)	(4, 2)	± 5	11	331	M U VM VU	ME UE VME VUE
(1, 3)	(2, 3)	(5, 2)	± 5.5	12	397	M U VM VU	UE VME VUE
(1, 3)	(2, 3)	(6, 2)	± 6.5	13	469	M U VM VU	VME VUE
(1, 3)	(2, 3)	(7, 2)	± 7	13	547	U VM VU	VUE
(1, 3)	(2, 3)	(8, 2)	± 7.5	13(14)	625	VM VU	—
(1, 3)	(2, 3)	(9, 2)	± 8	13(15)	703	VM VU	—
(1, 3)	(2, 3)	(10, 2)	± 8.5	13(16)	781	VU	—
(1, 3)	(2, 3)	(11, 2)	± 9	13	841	—	—
(1, 3)	(2, 3)	(4, 3)	± 7	15	631	M U VM VU	ME UE VME VUE
(1, 3)	(2, 3)	(5, 3)	± 8	17	817	M U VM VU	UE VME VUE
(1, 3)	(2, 3)	(6, 3)	± 9	19	1027	M U VM VU	VME VUE
(1, 3)	(2, 3)	(7, 3)	± 10	21	1261	U VM VU	VUE
(1, 3)	(2, 3)	(8, 3)	± 11	21(23)	1507	VM VU	—
(1, 3)	(2, 3)	(9, 3)	± 12	21(25)	1765	VM VU	—
(1, 3)	(2, 3)	(10, 3)	± 13	21(27)	2035	VU	—
(1, 3)	(2, 3)	(11, 3)	± 14	21	2245	—	—
(1, 3)	(3, 3)	(8, 3)	± 12	25	1801	U VM VU	VUE
(1, 3)	(3, 3)	(9, 3)	± 13	27	2107	U VM VU	VUE
(1, 3)	(3, 3)	(10, 3)	± 14	27(29)	2425	VM VU	—
(1, 3)	(3, 3)	(11, 3)	± 15	27(31)	2755	VM VU	—
(1, 3)	(3, 3)	(12, 3)	± 16	27(33)	3097	VU	—
(1, 3)	(3, 3)	(13, 3)	± 17	27(35)	3451	VU	—
(1, 3)	(3, 3)	(14, 3)	± 18	27	3745	—	—

TAB. A.1 : Extrait de tableau de sélection

Légende du tableau de sélection

Symboles

- m nombre de cellules composant le convertisseur,
- $(\Delta U_1, n_1)$ caractéristiques de la plus petite cellule,
- $(\Delta U_2, n_2)$ caractéristiques de la deuxième cellule,
- $(\Delta U_3, n_3)$ caractéristiques de la troisième cellule,
- ΣU amplitude de l'onduleur,
- n nombre de niveau du convertisseur (nombre de niveaux du convertisseur "équivalent")*,
- n_V nombre de phaseur spatiaux du convertisseur*.

Lois vérifiées

- M loi de modulation optimisée,
- U loi d'uniformité,
- VM loi vectorielle de modulation optimisée,
- VU loi vectorielle d'uniformité
- ME loi de modulation optimisée et d'équilibrage,
- UE loi d'uniformité et d'équilibrage,
- VME loi vectorielle de modulation optimisée et d'équilibrage,
- VUE loi vectorielle d'uniformité et d'équilibrage
- $me \Rightarrow mu \Rightarrow m \Leftrightarrow vme \Rightarrow u \Leftrightarrow vmu \Rightarrow vm \Rightarrow vu$

* les nombres sont plus petits lorsque les niveaux ou phaseurs spatiaux obtenus ne sont pas uniformes.

Méthode de recherche des vecteurs voisins

Nous décrivons une méthode itérative permettant de trouver les vecteurs voisins du vecteur O .

B.1 Voisin le plus proche :

Arrivé à mis parcours en se déplaçant de O en direction de l'état le plus proche dénommé A (Fig. B.2), il y aura une commutation sur cet état. En se déplaçant le long du segment reliant O à A , il ne pourra y avoir aucune commutation vers un autre état. Le long de la droite passant par O et A , il n'est d'autre part pas possible d'effectuer une commutation vers état situé au delà de A sans commuter d'abord vers A . L'état le plus proche de O , A est par conséquent forcément un voisin de O (le plus proche) et les états situés le long de OA au delà de A ne peuvent pas être des voisins de O .

B.2 Deuxième voisin :

Dénotons B l'état le plus proche de O différent de A et dirigé dans une direction différente. La droite de commutation entre O et B ($d_{c,O,B}$) coupe nécessairement celle entre O et A ($d_{c,O,A}$) et c'est la plus proche de O après $d_{c,O,A}$. Elle formera par conséquent un des côtés du polygone recherché. Par conséquent B est aussi un voisin de O . Les points le long de OB au delà de B ne sont pas des voisins de O . Les droites perpendiculaires à OA et OB se coupent en un point que nous appelons I (à condition que OA et OB ne soient pas confondues).

Supposons tout d'abord que I appartienne au secteur OAB . Un point situé sur le segment OI possède une droite de commutation qui rétrécit le plus petit domaine autour de O . Il en est de même d'un point situé dans le quadrilatère $OAI B$ et des points situés en dehors du secteur OAB . Tout ces points sont potentiellement des voisins de O . Au delà de I le long de OI , le domaine n'est pas réduit. Il en est de même du domaine au delà de la droite perpendiculaire à OI et délimité par le secteur OAB : dénommons pour la suite I_A et I_B les intersections de cette droite avec OA et OB . Tout ces points ne peuvent pas être des voisins de O . Reste à statuer du sort des états appartenant aux triangles AIP_A et BIP_B .

Appelons d la longueur du segment OI . Lorsque I appartient au secteur OAB , tout point situé au delà de la courbe :

$$c(\alpha) = (I - O) \cos \alpha \exp i\alpha \quad (\text{B.1})$$

$$\alpha \in [\arg(I - O) - \arg(B - O); \arg(A - O) - \arg(I - O)]$$

et appartenant le secteur OAB n'est pas un voisin de O .

Lorsque I n'appartient pas au secteur OAB , la situation est plus simple, tout point situé au delà de la droite BP_B et dans le secteur OAB n'est pas un voisin de O .

B.3 Définition générale de voisin

La méthode permettant de déterminer si un état est voisin de O connaissant deux de ses voisins A et B est basée sur la méthode d'élimination précédente qui peut être appliquée à 2 états quelconques. De cette manière, itérativement on peut éliminer les états qui ne sont pas voisins de O ¹.

Puisque les seules commutations possibles le sont entre des états voisins, ce sont les seules à optimiser.

¹ D'une manière plus générale, pour un système polyphasé, la commutation entre deux états s'effectuera lorsqu'on traverse l'hyperplan situé à égale distance

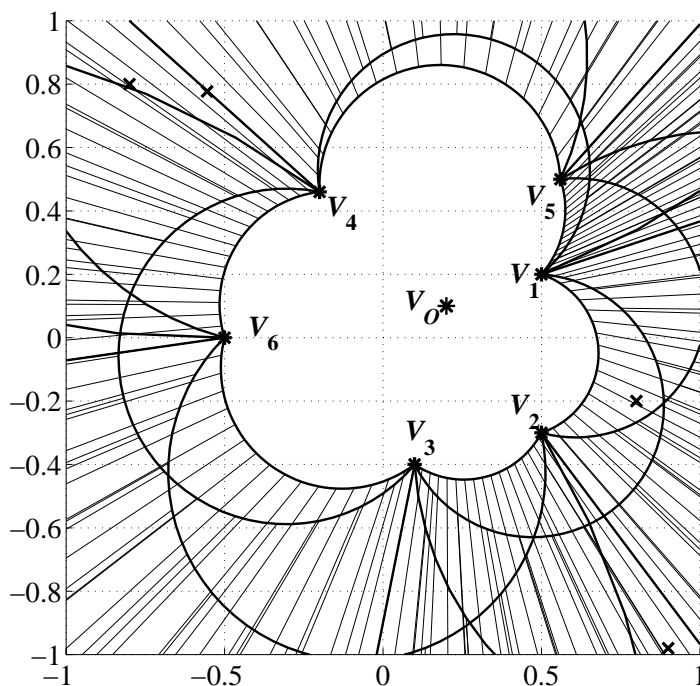


FIG. B.1 : Schéma complet avec les 6 voisins de 0. Tout nouvel état ajouté à l'intérieur de la zone non-hachurée sera un voisin de 0 et réduira cette zone. Selon sa position, l'ajout d'un nouveau voisin peut en exclure d'anciens. Tout état ajouté à l'extérieur, c-à-d dans la zone hachurée ne sera pas un voisin de 0 et ne modifiera en conséquence pas la forme de cette zone.

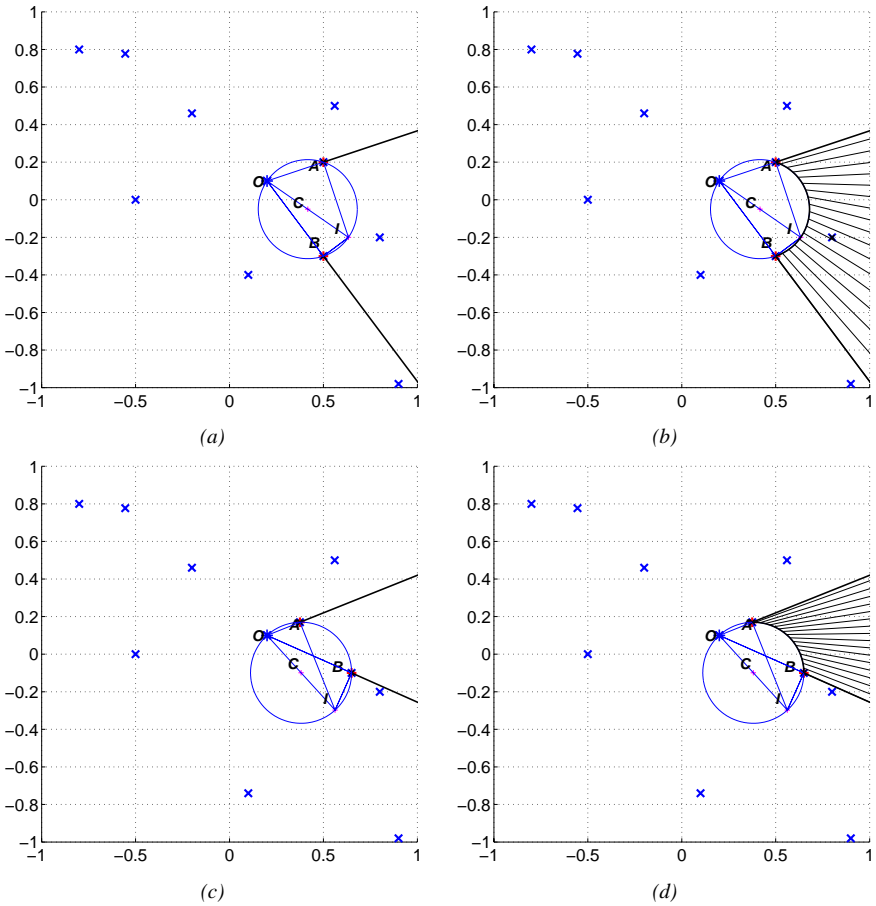


FIG. B.2 : (a) L'état le plus proche de l'état O est recherché et marqué A . La droite OA passe par ces 2 états. Les états situés sur OA et situé au delà de A ne sont pas des voisins de O . L'état le plus proche de O et différent de A est ensuite recherché et marqué B . La droite AI est la droite perpendiculaire à OA passant par A , BI celle perpendiculaire à OB passant par B . Ces deux droites se coupent en I . C est le milieu du segment OI et le centre d'un cercle passant par O , A , B et I . Les états situés sur le cercle ont leur droite de commutation avec O qui se coupent en C . (b) Les points situés dans le secteur OAB et hors de ce cercle ne sont pas des voisins de O . Ce critère est un critère valable applicable à n'importe quel ensemble d'états. .

Modélisation du convertisseur d'alimentation

La solution qui a été retenue pour alimenter les cellules (lorsqu'elles sont alimentées) est un convertisseur DC-DC avec un couplage à transformateur moyenne fréquence. En 5.2, nous avons sélectionné des structures qui minimisent la puissance transitant par ces convertisseurs DC-DC. Dans cette section, nous étudierons le principe de l'alimentation.

C.1 Modélisation d'un convertisseur réversible

Nous étudions tout d'abord le convertisseur à deux sources qui est constitué de deux ponts en H avec commutations dures. Le schéma équivalent de ce convertisseur est représenté à la Fig. C.1(a). Ce dispositif permet un échange de puissance bidirectionnel. Les deux ponts peuvent être commandé en mode rectangulaire et la puissance échangée peut alors être contrôlée en réglant le déphasage des deux ondes générées par chacun des ponts en H.

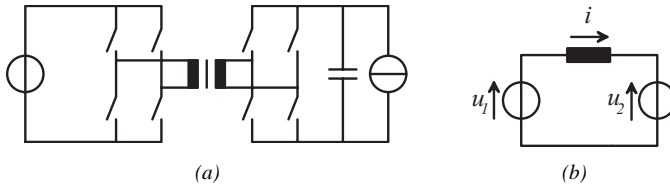


FIG. C.1 : Schéma équivalent et modèle du convertisseur continu-continu bidirectionnel

C.1.1 Hypothèses simplificatrices

Remplaçons tout d'abord le condensateur et la charge par une source de tension. On ramène le secondaire au primaire et on néglige le courant magnétisant. On suppose que les convertisseurs DC-AC fonctionnent comme des sources de tension alternative. On obtient le modèle équivalent de la Fig. C.1(b).

C.1.2 Etude de l'échange de puissance

En régime permanent, on peut utiliser les phaseurs pour étudier l'échange de puissance pour un harmonique donné. L'expression obtenue, les résultats peuvent être superposés pour les différents harmoniques pour obtenir l'expression complète de l'échange de puissance. L'expression du courant dans l'inductance est la suivante :

$$i_L = \frac{u_1 - u_2}{j\omega L} \quad (\text{C.1})$$

La puissance délivrée par la première source vaut :

$$P_1 = \Re \{ u_1 \cdot i_L^* \} \quad (\text{C.2})$$

Exprimé en fonction des modules et arguments des phaseurs :

$$P_1 = \Re \left\{ U_1 \cdot e^{j\alpha_1} \cdot \frac{U_1 e^{-j\alpha_1} - U_2 e^{-j\alpha_2}}{j\omega L} \right\} \quad (\text{C.3})$$

On obtient l'expression de la puissance :

$$P_1 = -P_2 = \frac{U_1 U_2}{\omega L} \cdot \sin(\alpha_2 - \alpha_1) \quad (\text{C.4})$$

Pour pouvoir échanger de la puissance à travers un élément purement inductif, il faut un déphasage entre les tensions des deux sources. La puissance échangée est maximale pour un déphasage de 90° et l'élément fixant cette puissance est l'inductance de fuite du transformateur.

De même, on obtient la puissance réactive :

$$Q_1 = \Im \left\{ U_1 \cdot e^{j\alpha_1} \cdot \frac{U_1 e^{-j\alpha_1} - U_2 e^{-j\alpha_2}}{j\omega L} \right\} \quad (\text{C.5})$$

$$Q_1 = \frac{U_1 U_2}{\omega L} \cdot \left(\cos(\alpha_1 - \alpha_2) - \frac{U_1}{U_2} \right) \quad (\text{C.6})$$

Le facteur de puissance diminue lorsque le déphasage augmente comme illustré à la Fig. C.2(c) pour deux sources identiques. Le courant traversant les sources étant le même, la puissance réactive ne peut que croître lorsque les tensions sont de modules différents, ce qu'on peut vérifier en comparant les Fig. C.2(a) et (b). Les pertes croissent avec la puissance apparente, il apparaît que l'efficacité d'un tel convertisseur diminue lorsque le rapport des tensions des sources est différent de l'unité. Pour alimenter les cellules de l'onduleur, il est donc préférable d'ajuster les rapports de tension par les rapports de transformation des bobinages du transformateur plutôt qu'avec le convertisseur DC-DC.

Du point de vue du réglage, en réglant la puissance par le déphasage, on perd le contrôle de ce convertisseur au delà de 90° de déphasage positif ou négatif.

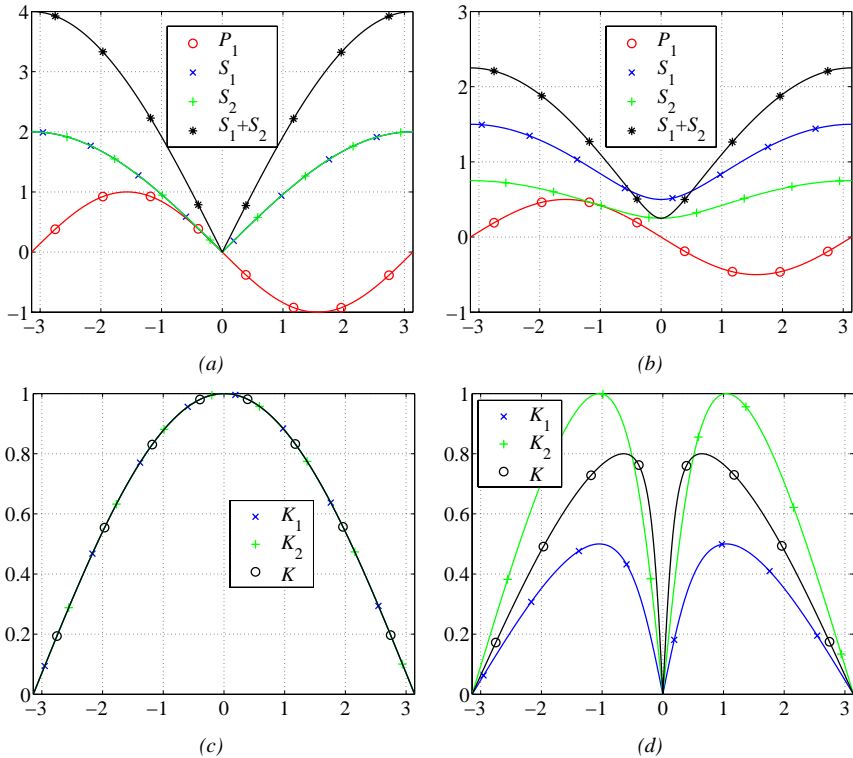


FIG. C.2 : Puissances échangées : (a) lorsque les tensions sont égales ; (b) lorsque les tensions ne sont pas égales. Rapport courant utile sur courant apparent : (c) sans prise en compte du courant magnétisant du transformateur ; (d) avec.

C.2 Modélisation d'un convertisseur multisource

Il est possible d'échanger de la puissance entre plusieurs ponts en H en les connectant sur différents enroulements d'un même transformateur monophasé. Le schéma équivalent de ce dispositif est représenté à la Fig. C.3(a).

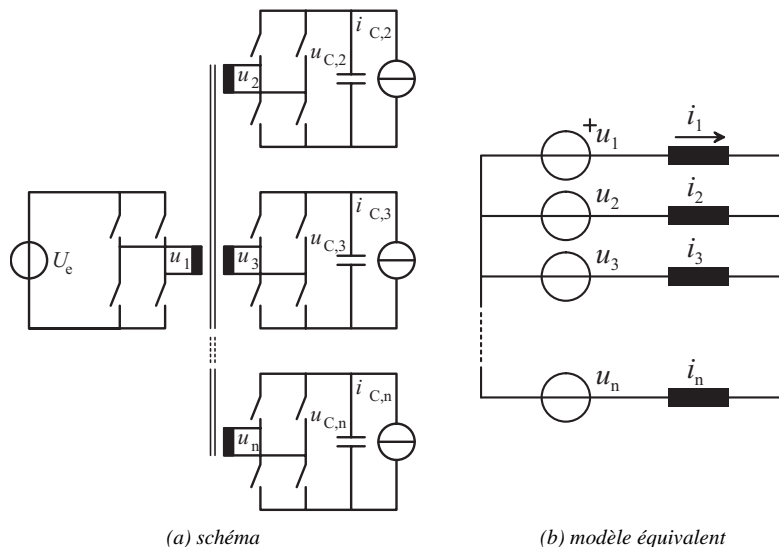


FIG. C.3 : Schéma et modèle équivalent d'un convertisseur continu-continu bidirectionnel avec multiples sources

C.2.1 Hypothèses simplificatrices

Les condensateurs et charges sont remplacés par des sources de tensions. Les différents enroulements du transformateur peuvent être ramenés au primaire. Les éléments limitant la puissance sont les inductances de fuite des enroulements. En première approximation, nous négligeons le fait que l'inductance de fuite est différente pour chaque paire d'enroulement. Nous supposons que les inductances de fuite sont toutes rapportées au même point et nous obtenons le schéma équivalent de la Fig. C.3(b).

C.2.2 Etude de l'échange de puissance

Le système est décrit par les équations différentielles suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_1 - L_1 \frac{di_1}{dt} - u_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} = 0 \\ u_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} - u_3 + L_3 \frac{di_3}{dt} = 0 \\ \vdots \\ u_{n-1} - L_{n-1} \frac{di_{n-1}}{dt} - u_n + L_n \frac{di_n}{dt} = 0 \\ i_1 + i_2 + \dots + i_n = 0 \end{array} \right. \quad (C.7)$$

Écrit sous forme matricielle, cela donne :

$$\begin{pmatrix} -L_1 & L_2 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -L_2 & L_3 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -L_3 & L_4 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -L_{n-1} & L_n \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \vdots \\ i_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ \vdots \\ u_n \end{pmatrix} \quad (C.8)$$

En régime permanent, l'expression des courants peut directement être établie en appliquant le principe de superposition. Cela revient à résoudre directement le système précédent en appliquant les règles de mises en parallèles des impédances :

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{u_1}{i\omega L_1 + i\omega(L_1 \parallel L_2 \parallel \dots \parallel L_n)} \\ &- \frac{u_2}{i\omega L_2 + i\omega(L_1 \parallel L_3 \parallel \dots \parallel L_n)} \cdot \frac{L_1 \parallel L_3 \parallel L_4 \parallel \dots}{L_1} \\ &- \frac{u_3}{i\omega L_3 + i\omega(L_1 \parallel L_2 \parallel L_4 \dots \parallel L_n)} \cdot \frac{L_1 \parallel L_2 \parallel L_4 \parallel \dots}{L_1} \\ &- \dots \end{aligned} \quad (C.9)$$

De plus, la relation entre la tension continue et les phaseurs est la suivante :

$$\underline{u}_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \hat{u}_{\text{rec},\nu} \cdot u_{c,i} \cdot e^{i\nu\phi_i} \quad (C.10)$$

Avec ν l'ordre de l'harmonique considéré, $u_{c,i}$ la tension continue de la source i , $\hat{u}_{\text{rec},\nu}$ l'amplitude de l'harmonique ν d'un signal rectangulaire. La composante fondamentale est prédominante et peut être considérée seule en première approximation. Pour un signal rectangulaire $\hat{u}_{\text{rec},1} = \frac{4}{\pi}$. Posons :

$$K_{ii} = \frac{1}{\cdot [i\omega L_i + i\omega(L_1 \parallel L_2 \cdots \parallel L_{i-1} \parallel L_{i+1} \cdots \parallel L_n)]} \quad (\text{C.11})$$

$$K_{ij} = -\frac{L_1 \parallel L_2 \cdots \parallel L_{j-1} \parallel L_{j+1} \cdots L_n}{L_i \cdot [i\omega L_2 + i\omega(L_1 \parallel L_2 \cdots \parallel L_{j-1} \parallel L_{j+1} \cdots L_n)]} \quad \forall i \neq j \quad (\text{C.12})$$

Il vient :

$$\underline{\mathbf{i}} = \mathbf{K} \cdot \underline{\mathbf{u}} \quad (\text{C.13})$$

C.2.3 Modèle de commande

Les fluctuations importantes des tensions des condensateurs rendent le système réel relativement complexe à contrôler. Lorsque la tension aux bornes des condensateurs fluctue peu, ce qui se passe lorsqu'ils sont de taille importante et peuvent être considérés comme des sources de tension idéales, le système est relativement stable et facile à contrôler et un simple régulateur peut convenir. Dans le cas contraire, on peut vérifier¹ que le système est sensible et difficile à contrôler. Pourtant, si le convertisseur DC-DC fournit la puissance nécessaire à chacune des cellules du convertisseur multiniveau, la capacité intermédiaire pourrait être fortement réduite sans affecter la tension d'alimentation. Pour cela, il faut être à même de trouver rapidement et avec précision les angles satisfaisant l'équilibre des puissances du système.

Pour pouvoir satisfaire rapidement l'équilibre des puissances du système, cherchons l'ensemble des angles satisfaisant une consigne de puissance. En supposant que toutes les inductances de fuite sont égales et en linéarisant la relation sinusoïdale qui relie les angles à la puissance échangée, nous pouvons inverser le système

¹ On l'a fait expérimentalement et en simulation

(C.9). Les développements permettant d'établir cette expression sont détaillés en annexe E.3, nous trouvons :

$$\alpha = \frac{\omega L N}{\sum U_k} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} I_c \quad (C.14)$$

Numériquement, on obtient assez facilement cette matrice pour des inductances différentes les unes des autres. Cette relation nous permet d'estimer rapidement les angles qui permettent de stabiliser notre convertisseur DC-DC.

En connaissant la charge, cela nous permet de stabiliser grossièrement les tensions d'alimentation des cellules. Les erreurs du modèle conduisent ses tensions à fluctuer lentement. Un régulateur relativement simple permet de rattraper ces erreurs.

Transformation de coordonnées pour les systèmes triphasés

La matrice de transformation permettant de passer des tensions de branche aux système $\alpha, \beta, 0$ est :

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (\text{D.1})$$

Il s'agit d'une rotation¹ qui s'écrit de façon compacte sous forme matricielle :

$$\underline{u}_b^{\alpha\beta 0} = \mathbf{R} \cdot \underline{u}_b^{123}$$

avec les tensions de branche :

$$\begin{bmatrix} u_{b,1} \\ u_{b,2} \\ u_{b,3} \end{bmatrix} \quad (\text{D.2})$$

et les tensions dans le plan α, β et selon l'axe homopolaire 0.

$$\begin{bmatrix} u_{b,\alpha} \\ u_{b,\beta} \\ u_{b,0} \end{bmatrix} \quad (\text{D.3})$$

¹Nous avons choisi ici la rotation sans déformation, d'autres transformation déformant le système de tension sont également utilisées.

La matrice de transformation inverse est simplement la transposée de \mathbf{R} :

$$\underline{u}_b^{123} = \mathbf{R}^t \cdot \underline{u}_b^{\alpha\beta 0}$$

Développements

E.1 Développement des coefficients de la double-série de Fourier pour un modulateur avec porteuses alternées

La série de Fourier d'un signal périodique de deux variables s'exprime comme suit :

$$F_{m,n} = \frac{1}{T_x T_y} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x, y) \cdot e^{-im\omega_x x - in\omega_y y} dy dx \quad (\text{E.1})$$

Pour un modulateur 3 niveaux auquel une référence sinusoïdale d'amplitude \hat{U}_{ref} est appliqué, cette série s'exprime comme suit :

$$F_{m,n} = \frac{f_{\text{ref}}}{2\Delta U} \left\{ \int_0^\pi \int_{-\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x}^{\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x} \Delta U \cdot e^{-im\omega_x x - in\omega_y y} dy dx \right. \\ \left. + \int_\pi^{2\pi} \int_{\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x}^{-\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x} -\Delta U \cdot e^{-im\omega_x x - in\omega_y y} dy dx \right\} \quad (\text{E.2})$$

Lorsque $n \neq 0$, l'expression s'intègre comme suit :

$$F_{m,n} = \frac{f_{\text{ref}}}{2} \left\{ \int_0^\pi \left| -\frac{1}{in\omega_y} e^{-im\omega_x x - in\omega_y y} \right|_{-\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x}^{\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x} dx \right. \\ \left. - \int_\pi^{2\pi} \left| -\frac{1}{in\omega_y} e^{-im\omega_x x - in\omega_y y} \right|_{\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x}^{-\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x} dx \right\} \quad (\text{E.3})$$

En remplaçant $\omega_y = \pi/\Delta U$:

$$F_{m,n} = \frac{if_{\text{ref}}\Delta U}{n2\pi} \left\{ \int_0^\pi e^{-im\omega_x x - in\omega_y \hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x} - e^{-im\omega_x x + in\omega_y \hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x} dx \right. \\ \left. - \int_\pi^{2\pi} e^{-imx + in\omega_y \hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x} - e^{-imx - in\omega_y \hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x} dx \right\} \quad (\text{E.4})$$

Il s'agit d'intégrales de Bessel, en remplaçant par la fonction J_i , il vient :

$$F_{m,n} = \frac{i\Delta U}{4n\pi^2} \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \left\{ J_k \left(-n\pi \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \right) \int_0^{2\pi} e^{i(m-k)\phi} d\phi \right. \\ \left. - J_k \left(n\pi \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \right) \int_0^{2\pi} e^{i(m-k)\phi} d\phi \right\} \quad (\text{E.5})$$

$$= \frac{i\Delta U}{2n\pi} \left\{ (-1)^m J_m \left(-n\pi \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \right) - J_m \left(n\pi \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \right) \right\} \quad (\text{E.6})$$

Pour $n \neq 0$ on obtient finalement :

$$F_{m,n} = \frac{\Delta U}{i2n\pi} J_m \left(n\pi \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \right) \{(-1)^m - 1\} \quad (\text{E.7})$$

Lorsque $n = 0$, l'expression (E.2) se récrit comme suit :

$$F_{m,n} = \frac{f_{\text{ref}}}{2} \left\{ \int_0^\pi \int_{\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x}^{\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x} e^{-im\omega_x x} dy dx \right. \\ \left. + \int_\pi^{2\pi} \int_{\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x}^{-\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x} e^{-im\omega_x x} dy dx \right\} \quad (\text{E.8})$$

En intégrant une première fois :

$$F_{m,n} = \frac{f_{\text{ref}}}{2} \left\{ \int_0^\pi 2\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x \cdot e^{-im\omega_x x} dx - \int_\pi^{2\pi} 2\hat{U}_{\text{ref}} \sin \omega_x x \cdot e^{-im\omega_x x} dx \right\} \quad (\text{E.9})$$

$$= f_{\text{ref}} \hat{U}_{\text{ref}} \int_0^{2\pi} \sin \omega_x x \cdot e^{-im\omega_x x} dx = f_{\text{ref}} \hat{U}_{\text{ref}} \int_0^{2\pi} \sin \omega_x x \cdot e^{-im\omega_x x} dx \quad (\text{E.10})$$

Cette intégrale vaut 0 lorsque $|m| \neq 1$:

$$F_{m,n} = f_{\text{ref}} \hat{U}_{\text{ref}} \int_0^{2\pi} -im \sin(\omega_x x)^2 dx = \frac{m\hat{U}_{\text{ref}}}{2i} \quad |m| = 1 \quad (\text{E.11})$$

On obtient finalement :

$$F_{m,n} = \begin{cases} \frac{i\Delta U}{2n\pi} J_m \left(n\pi \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\Delta U} \right) \{(-1)^m - 1\} & \text{pour } n \neq 0 \\ \frac{m\hat{U}_{\text{ref}}}{2i} & \text{pour } n = 0 \text{ et } |m| = 1 \\ 0 & \text{pour } n = 0 \text{ et } |m| \neq 1 \end{cases} \quad (\text{E.12})$$

E.2 Calcul d'une configuration sans circulation de puissance moyenne

Nous décrivons ici les développements permettant de trouver les racines de l'expression de la puissance :

$$a_1 \leq \hat{U}_{ref} \quad (\text{E.13})$$

En remplaçant a_1 par son expression (5.11), nous obtenons :

$$\frac{4K\sigma}{\pi} \sqrt{1 - \frac{V_C^2}{\hat{U}_{ref}^2}} - \hat{U}_{ref} \leq 0 \quad (\text{E.14})$$

Cette expression est difficile à résoudre. Sachant que a_1 et \hat{U}_{ref} doivent être tout deux positifs, il est plus simple de comparer leurs carrés :

$$\left(\frac{4K\sigma}{\pi} \right)^2 \left(1 - \frac{V_C^2}{\hat{U}_{ref}^2} \right) - \hat{U}_{ref}^2 \leq 0 \quad (\text{E.15})$$

Pour déterminer lorsque la puissance devient négative, cherchons les zéros de cette expression en fonction de \hat{U}_{ref} :

$$\left(\frac{4K\sigma}{\pi} \right)^2 \left(1 - \frac{V_C^2}{\hat{U}_{ref}^2} \right) - \hat{U}_{ref}^2 = 0 \quad (\text{E.16})$$

En supposant $\hat{U}_{ref} \neq 0$, les 2 termes de cette équation peuvent être multipliés par \hat{U}_{ref}^2 :

$$\left(\frac{4K\sigma}{\pi}\right)^2 \left(\hat{U}_{ref}^2 - V_C^2\right) - \hat{U}_{ref}^4 = 0 \quad (\text{E.17})$$

Cette expression se résoud aisément en \hat{U}_{ref}^2 . Pour la simplifier la résolution, substituons E à \hat{U}_{ref}^2 :

$$E^2 - \left(\frac{4K\sigma}{\pi}\right)^2 E + \left(\frac{4K\sigma}{\pi}\right)^2 V_C^2 = 0 \quad (\text{E.18})$$

Le déterminant de cette équation du deuxième ordre vaut :

$$\Delta = b^2 - 4ac = \left(\frac{4K\sigma}{\pi}\right)^4 - 4 \left(\frac{4K\sigma}{\pi}\right)^2 V_C^2 = \left(\frac{8K\sigma}{\pi}\right)^2 \left\{ \left(\frac{2K\sigma}{\pi}\right)^2 - V_C^2 \right\} \quad (\text{E.19})$$

On en tire les racines de (E.18) :

$$E_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{4K\sigma}{\pi}\right)^2 \pm \frac{8K\sigma}{\pi} \sqrt{\left(\frac{2K\sigma}{\pi}\right)^2 - V_C^2} \right\} \quad (\text{E.20})$$

En multipliant le contenu de la racine carrée par $\left(\frac{\pi}{2K\sigma}\right)^2$, il vient :

$$E_{1,2} = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{4K\sigma}{\pi}\right)^2 \pm \frac{16K^2\sigma^2}{\pi^2} \sqrt{1 - \left(\frac{\pi V_C}{2K\sigma}\right)^2} \right\} \quad (\text{E.21})$$

Cela permet de factoriser l'expression (E.21) :

$$E_{1,2} = \frac{1}{2} \left(\frac{4K\sigma}{\pi}\right)^2 \left\{ 1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{\pi V_C}{2K\sigma}\right)^2} \right\} \quad (\text{E.22})$$

Les racines de (E.14) s'obtiennent en prenant la racine carrée de $E_{1,2}$:

$$\boxed{\hat{U}_{ref1,2} = \sqrt{E_{1,2}} = \frac{2\sqrt{2}K\sigma}{\pi} \sqrt{1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{\pi V_C}{2K\sigma}\right)^2}}} \quad (\text{E.23})$$

E.3 Angles satisfaisant un échange de puissance donné entre n sources de tension alternative

Soit l'inductance équivalente vue de la source n :

$$L_n = L + \frac{L}{N-1} = \frac{N}{N-1} L \quad (\text{E.24})$$

Soit l'impédance correspondante :

$$Z_{nn} = j\omega \frac{N}{N-1} L \quad (\text{E.25})$$

Le courant circulant dans la source n produit par cette même source lorsque toutes les autres sources sont court-circuitées vaut :

$$i_{nn} = \frac{u_n}{Z_{nn}} = \frac{u_n}{j\omega L} \frac{N-1}{N} \quad (\text{E.26})$$

Le courant circulant dans la source n produit par la source k lorsque toutes les autres sources sont court-circuitées vaut :

$$i_{kn} = i_{kk} \frac{1}{N-1} = \frac{u_k}{j\omega LN} \quad (\text{E.27})$$

En appliquant le principe de superposition, on trouve le courant circulant dans la source n :

$$i_n = i_{nn} + \sum_{k \neq n} i_{kn} \quad (\text{E.28})$$

La puissance fournie par la source n vaut :

$$P_n = \Re \{ u_n \cdot i_n^* \} = \Re \left\{ u_n \cdot i_{nn}^* + \sum_{k \neq n} u_n \cdot i_{kn}^* \right\} \quad (\text{E.29})$$

$$= \Re \left\{ \frac{U_n^2}{Z_{nn}} + \sum_{k \neq n} \frac{U_n \cdot U_k}{Z_{kn}} \cdot \exp(j(\alpha_n - \alpha_k)) \right\} \quad (\text{E.30})$$

$$= \Re \left\{ \frac{U_n^2}{j\omega L} \cdot \frac{N-1}{N} + \sum_{k \neq n} \frac{U_n \cdot U_k}{j\omega NL} \cdot \exp(j(\alpha_n - \alpha_k)) \right\} \quad (\text{E.31})$$

$$= \sum_{k \neq n} \frac{U_n \cdot U_k}{\omega NL} \cdot \sin(\alpha_n - \alpha_k) \quad (\text{E.32})$$

Le courant côté continu vaut :

$$I_{cn} = \frac{P_n}{U_n} = \sum_{k \neq n} \frac{U_k}{\omega NL} \cdot \sin(\alpha_n - \alpha_k) \quad (\text{E.33})$$

En linéarisant autour de $\underline{\alpha} = \underline{0}$, il vient :

$$I_{cn} = \sum_{k \neq n} \frac{U_k}{\omega NL} \cdot (\alpha_n - \alpha_k) \quad (\text{E.34})$$

Sous forme matricielle :

$$I_c = \frac{1}{\omega LN} \begin{pmatrix} \sum_{k \neq 1} U_k & -U_2 & -U_3 & -U_4 & \dots & -U_{n-1} & -U_n \\ -U_1 & \sum_{k \neq 2} U_k & -U_3 & -U_4 & \dots & -U_{n-1} & -U_n \\ -U_1 & -U_2 & \sum_{k \neq 3} U_k & -U_4 & \dots & -U_{n-1} & -U_n \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -U_1 & -U_2 & -U_3 & -U_4 & \dots & \sum_{k \neq N-1} U_k & -U_n \\ -U_1 & -U_2 & -U_3 & -U_4 & \dots & U_{N-1} & \sum_{k \neq N} U_k \end{pmatrix} \cdot \underline{\alpha} \quad (\text{E.35})$$

Posons $\alpha_1 = 0$ et abandonnons la dernière équation qui est linéairement dépendante des autres :

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot I_c = \frac{1}{\omega LN} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -U_2 & -U_3 & -U_4 & -U_5 & \dots & -U_{N-2} & -U_{N-1} & -U_N \\ 0 & \sum_{k \neq 2} U_k & -U_3 & -U_4 & -U_5 & \dots & -U_{N-2} & -U_{N-1} & -U_N \\ 0 & -U_2 & \sum_{k \neq 3} U_k & -U_4 & -U_5 & \dots & -U_{N-2} & -U_{N-1} & -U_N \\ 0 & -U_2 & -U_3 & \sum_{k \neq 4} U_k & -U_5 & \dots & -U_{N-2} & -U_{N-1} & -U_N \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & -U_2 & -U_3 & -U_4 & -U_5 & \dots & \sum_{k \neq N-2} U_k & U_{N-1} & -U_N \\ 0 & -U_2 & -U_3 & -U_4 & -U_5 & \dots & U_{N-1} & \sum_{k \neq N-1} U_k & -U_N \end{pmatrix} \cdot \underline{\alpha}$$

Calculons les vecteurs réduits I'_c et α' :

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} I'_c = \frac{1}{\omega LN} \cdot \begin{pmatrix} -U_2 & -U_3 & -U_4 & -U_5 & \dots & -U_{N-2} & -U_{N-1} & -U_N \\ \sum_{k \neq 2} U_k & \sum_{k \neq 3} U_k & \sum_{k \neq 4} U_k & -U_5 & \dots & -U_{N-2} & -U_{N-1} & -U_N \\ -U_2 & -U_3 & \sum_{k \neq 4} U_k & -U_5 & \dots & -U_{N-2} & -U_{N-1} & -U_N \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -U_2 & -U_3 & -U_4 & -U_5 & \dots & \sum_{k \neq N-1} U_k & -U_{N-1} & -U_N \\ -U_2 & -U_3 & -U_4 & -U_5 & \dots & -U_{N-2} & \sum_{k \neq N-1} U_k & -U_N \end{pmatrix} \cdot \underline{\alpha'}$$

Soustrayons la ligne n de la ligne $n - 1$ en partant de la ligne $N - 1$ jusqu'à la ligne 2 :

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \cdot I'_c =$$

$$\frac{1}{\omega L N} \cdot \begin{pmatrix} -U_2 & -U_3 & -U_4 & -U_5 & \dots & -U_{N-2} & -U_{N-1} & -U_N \\ \sum U_k & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -\sum U_k & \sum U_k & \sum U_k & \sum U_k & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\sum U_k & \sum U_k & \sum U_k & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -\sum U_k & \sum U_k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -\sum U_k & \sum U_k & 0 \end{pmatrix} \cdot \alpha'$$

Mettons $\sum U_k$ en facteur :

$$\begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \cdot I'_c =$$

$$\frac{\sum U_k}{\omega L N} \cdot \begin{pmatrix} \frac{U_2}{\sum U_k} & \frac{U_3}{\sum U_k} & \frac{U_4}{\sum U_k} & \frac{U_5}{\sum U_k} & \dots & -\frac{U_{N-2}}{\sum U_k} & -\frac{U_{N-1}}{\sum U_k} & -\frac{U_N}{\sum U_k} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \alpha'$$

Ajoutons la ligne n à la ligne $n + 1$ en partant de 2 à $N - 1$:

$$\begin{pmatrix} -\sum U_k & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} I'_c =$$

$$\frac{\sum U_k}{\omega L N} \cdot \begin{pmatrix} U_2 & U_3 & U_4 & U_5 & \dots & U_{N-2} & U_{N-1} & U_N \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \alpha'$$

Soustrayons la ligne n multipliée par U_n à la ligne 1 en allant de 2 à $N - 1$:

$$\begin{pmatrix} -\sum U_k + U_2 + U_3 + \dots + U_{N-1} & -U_2 & -U_3 & -U_4 & \dots & -U_{N-3} & -U_{N-2} & -U_{N-1} \\ -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot I'_c = \frac{\sum U_k}{\omega L N} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & U_N \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \alpha'$$

Permutons les lignes 1 et $N - 1$, nous obtenons finalement l'expression des angles en fonctions des courants :

$$\alpha' = \frac{\omega L N}{\sum U_k} \cdot \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{U_1 - U_N}{U_N} & -\frac{U_2}{U_N} & -\frac{U_3}{U_N} & -\frac{U_4}{U_N} & \dots & -\frac{U_{N-3}}{U_N} & -\frac{U_{N-2}}{U_N} & -\frac{U_{N-1}}{U_N} \end{pmatrix} I'_c$$

La dernière ligne est différente car elle contient l'identité de la somme des puissances à zéro. En reprenant les vecteurs complets, la dernière ligne est indépendante du bilan de puissance et les angles sont obtenus par :

$$\alpha = \frac{\omega L N}{\sum U_k} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} I_c \quad (\text{E.36})$$

Il faut que les courants I_c respectent le bilan de puissance afin que cette expression soit correcte.

Bibliographie

- [1] C. Gertser, P. Hofer, and N. Karrer. Gate control strategies for snubber less operation of series connected IGBT's. *PESC'96*, 2 :1739–1742.
- [2] J-M. Andrejak and M. Lescure. High voltage converters promising technological developments. *EPE'87*, pages 159–162, September.
- [3] P.W. Hammond. Enhancing the reliability of modular medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5) :948–954, october 2002.
- [4] A. Nabae and H. Akagi. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 17(5) :518–523, September 1981.
- [5] R.W. Menzies, P. Steimer, and J.K. Steinke. Five-level GTO inverters for large induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(4) :938–944, July 1994.
- [6] F.Z. Peng. A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(2) :611–618, March-April 2001.
- [7] T. Meynard and H. Foch. Multi-level choppers for high voltage applications. *Applications, EPE Journal*, 2(1) :45–50, 1992.
- [8] L. Delmas, T. Meynard, H. Foch, and G. Gateau. SMC : Stacked multicell converter. *PCIM 2001*, 43 :63–69, 2001.
- [9] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi. A non conventional power converter for plasma stabilization. *PESC'88*, 1 :122–129, 1988.
- [10] Nikolaus Schibli. *Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding*. PhD thesis, EPFL, 2000.
- [11] P.W. Hammond. A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(1) :202–208, january 1997.

- [12] R. Schäfer. Vom Hydrogenerator über rotierende Umformer zum vollstatischen Umrichter. *Bulletin SEV/VSE*, 93(11) :23–30, November 1994.
- [13] P.K. Steimer, H. Grüning, and J. Werninger. State-of-the-art verification of the hard driven GTO inverter development for a 100 MVA intérie. *PESC'96*, (2) :1401–1407, 1994.
- [14] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, E. Cengelci, and P.N. Enjeti. Multilevel inverter by cascading industrial VSI. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 49(4) :832–837, august 2002.
- [15] M.D. Manjrekar and T.A. Lipo. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications. *IEEE-APEC'98*, pages 523–529.
- [16] A. Rufer, M. Veenstra, and K. Gopakumar. Asymmetric multilevel converter for high resolution voltage phasor generation. *EPE'99*.
- [17] P.K. Steimer and M.D. Manjrekar. Practical medium voltage converter topologies for high power applications. *IAS'2001 Conference Proceedings*, 3 :1723–1730, September 2001.
- [18] M. Veenstra. *Investigation and Control of a Hybrid Asymmetric Multi-Level Inverter for Medium-Voltage Applications*. PhD thesis, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne (CH), 2003.
- [19] O.M. Mueller and J.N. Park. Quasi-linear IGBT inverter topologies. *APEC'94 Conference Proceedings*, 1 :253–259, February 1994.
- [20] K.A. Corzine, S.D. Sudhoff, and C.A. Whitcomb. Performance characteristics of a cascaded two-level converter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14(3), September 1999.
- [21] V.T. Somasekhar, K. Gopakumar, E.G. Shivakumar, and A. Pittet. A multilevel voltage space phasor generation for an open-end winding induction motor drive using a dual-inverter scheme with asymmetrical DC-link voltages. *EPE Journal*, 12(3) :21–29, August 2002.
- [22] X. Kou, K.A. Corzine, and M.W. Wielebski. Over-distortion operation of cascaded multilevel inverters. *IEMDC'2003*, 3 :1535–1541, June 2003.
- [23] M.D. Manjrekar. *Topologies, Analysis, Controls and Generalization in H-Bridge Multilevel Power Conversion*. PhD thesis, University of Wisconsin, Madison, 1999.
- [24] S. Mariethoz and A. Rufer. Dimensionnement et commande des onduleurs multi-niveaux asymétriques. *CIFA 2002*.
- [25] S. Mariethoz and A.C. Rufer. Design and control of asymmetrical multi-level inverters. *IECON'02*, 1 :840–845, November 2002.

-
- [26] S. Mariethoz and A. Rufer. Resolution and efficiency improvements for three-phase cascade multilevel inverters. *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04*, June.
 - [27] S. Mariethoz and A. Rufer. New configurations for the three-phase asymmetrical multilevel inverter. *IEEE Industry Application Society Conference, IAS'04*, november.
 - [28] J. Song-Manguelle, S. Mariethoz, M. Veenstra, and A. Rufer. A generalized design principle of a uniform step asymmetrical multilevel converter for high power conversion. *EPE'01*, August.
 - [29] C. Rech, H.A. Grundling, H.L. Hey, H. Pinheiro, and J.R. Pinheiro. A generalized design methodology for hybrid multilevel inverters. *IECON'02*, November 2002.
 - [30] S.R. Bowes and B.M. Bird. Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power convertors. *Proc. IEE*, 122(5) :507–513, May 1975.
 - [31] S.R. Bowes. New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter. *Proc. IEE*, 122(11) :1279–1285, November 1975.
 - [32] G. Carrara et al. A new multilevel PWM method : a theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(3) :497–505, July 1992.
 - [33] W.R. Bennet. New results in the calculation of modulation products. *The Bell System Technical Journal*, 12 :228–243, April 1933.
 - [34] H.S. Black. *Modulation Theory*. D. Van Nostrand, 1953.
 - [35] R. Lund, M.D. Manjrekar, P. Steimer, and T.A. Lipo. Control strategies for a hybrid seven-level inverter. *EPE'99*.
 - [36] N.P. Schibli, A. Schaller, and A.C. Rufer. Online vector modulation and control for three-phase multilevel inverter. *NORPIE98*, 1998.
 - [37] M.D. Manjrekar, P.K. Steimer, and T.A. Lipo. Hybrid multilevel power conversion system : A competitive solution for high power applications. *IEEE Transactions On Industry Applications*, 36(3) :834–841, May/June 2000.
 - [38] M. Veenstra and A. Rufer. Non-equilibrium state capacitor voltage stabilization in a hybrid asymmetric nine-level inverter : Non-linear model-predictive control. *EPE 2003*, September.
 - [39] M. Veenstra and A. Rufer. Control of a hybrid asymmetric multi-level inverter for competitive medium-voltage industrial drives. *IAS 2003*, October.
 - [40] M. Veenstra and A. Rufer. PWM-control of multi-level voltage-source inverters. *PESC'00*, June.

Glossaire

$\Delta U_1, \Delta U$	pas du convertisseur	52
ΔU_k	pas de la cellule k	52
Δu_k	pas de la cellule k rapporté à l'amplitude de l'onduleur	40
$(\Delta U_k, n_k)$	couple caractérisant la cellule k	52
E	énergie	274
$E_{\text{off,diode}}$	énergie dissipée au déclenchement d'une diode à courant et tension nominaux	31
$E_{\text{off,IGBT}}$	énergie dissipée au déclenchement d'un IGBT à courant et tension nominaux	31
$E_{\text{on,IGBT}}$	énergie dissipée à l'enclenchement d'un IGBT à courant et tension nominaux	31
f_p	fréquence de pulsation	30
\bar{I}_{cr}	courant redressé moyen en [A]	31
\bar{i}_{cr}	valeur relative du courant redressé moyen	31
I_{eff}	courant efficace en [A]	31
i_{eff}	valeur relative du courant efficace	31
I_{nom}	courant nominale d'un semi-conducteur [A]	31
$\lambda_{\text{cr,eff}}$	facteur de puissance de la charge	31
m	nombre de cellule composant le convertisseur	52
n	nombre de niveaux du convertisseur	52
$n_{1..k}$	nombre de niveaux d'un onduleur composé de k cellules	59
n_D	nombre d'états de commutation distincts	75
N_E	nombre d'états de commutation	26
n_k	nombre de niveaux de la cellule k	52
P	rapport entre la fréquence de modulation et la fréquence de la référence	143

P_{commut}	pertes par commutation	31
P_{cond}	pertes par conduction	31
P_n, P_d	numérateur et dénominateur de P	143
P_{pertes}	pertes totale	31
$\Sigma U_{1..k}$	amplitude crête à crête d'un onduleur composé de k cellules	59
T_e	période d'échantillonnage	139
T_m	période de modulation	139
T_{mod}	période du signal modulé	139
T_{ref}	période du signal de référence	139
$u_{b,1}, u_{b,2}, u_{b,3}$	tensions de branche de l'onduleur triphasé	74
$\Delta U_{b,i}$	pas de la phase i , cette notation n'est employée qu'avec les onduleurs à phases asymétriques	120
$u_{c,i}$	tension continue de la source i	377
$U_{e,k}$	tension d'alimentation de la cellule k	52
U_{nom}	tension nominale d'un semi-conducteur [V]	31
$\hat{u}_{\text{rec},\nu}$	valeur de l'harmonique ν d'un signal rectangulaire	379
u_{ref}	signal de référence	139
u_s	tension de sortie du convertisseur	52
U_{service}	tension de service en [V]	30
u_{service}	tension de service en valeur relative	30
$u_{s,k}$	tension de sortie de la cellule k	52
$U_{s,\nu}$	Harmonique du signal modulé lorsqu'il est périodique	166
u_s, v	signal modulé	139
v_1, v_2	niveaux définissant une trame à moduler, classés par ordre d'apparition	140
v_B, v_H	niveaux définissant une trame à moduler, classés par niveau croissant	142
$V_{\text{ce,sat}}$	chute de tension de l'interrupteur (IGBT) à l'état passant	31
$V_{i,j}$	niveau j de la cellule i	55
$v_{i,j}$	niveau j de la cellule basse tension i	55

Index des termes et acronymes

APD	Alternate Phase Disposition, porteuses alternées	147
APO	Alternate Phase Opposition, porteuses en opposition	147
cellule	un des onduleurs élémentaires composant le convertisseur multiniveau	52
domaine d'uniformité		93
domaine de modulation		102
LM	Loi de Modulation optimisée	71
LME	Loi de Modulation et d'Equilibrage	263
LU	Loi d'Uniformité du pas	60
LUE	Loi d'Uniformité et d'Equilibrage	258
LVM	Loi Vectorielle de Modulation optimisée	103
LVME	Loi Vectorielle de Modulation et d'Equilibrage	275
LVU	Loi Vectorielle d'Uniformité	97
LVUE	Loi Vectorielle d'Uniformité et d'Equilibrage	280
MLI	Modulation en Largeur d'Impulsion	138
MTO	Modulateur à Trames Orientées (OFM)	157
MTO	modulateur avec trames orientées (OFM)	183
NPC	Neutral Point Clamped, point neutre relié	7
OFM	Oriented-Frame Modulator (MTO)	157
PAEN	modulateur avec porteuses alternées et échantillonnage naturel (natural sampling APO)	183
PAER	modulateur avec porteuses alternées et échantillonnage à pas réguliers (regular sampling APO)	183
PD	Phase Disposition, porteuses en phase	147
phaseur spatial	appellation du vecteur de tension lorsqu'il est projeté dans le plan $(u_{b,\alpha}, u_{b,\beta})$	74

PPEN	modulateur avec porteuses en phase et échantillonnage naturel (natural sampling PD)	183
PPER	modulateur avec porteuses en phase et échantillonnage à pas réguliers (regular sampling PD)	183
PWM	Pulse Width Modulation	138
transition de modulation	transition entre deux niveaux adjacents ne provoquant pas de commutation des cellules haute tension	64
transition transversale	transition entre deux niveaux adjacents provoquant une commutation des cellules haute tension	64

Liste des publications

1. S. Mariéthoz, A. Rufer, "New configurations for asymmetrical multilevel inverters", *IAS'04 Conference*, October 2004.
2. S. Mariéthoz, A. Rufer, "A New Single-Phase Multilevel Modulator - A Fast and Accurate Method to Compute the Modulator Harmonic Spectra", *EPE-PEMC'04 Conference*, September 2004.
3. S. Mariéthoz, A. Rufer, "Resolution and efficiency improvements for three-phase cascade multilevel inverters", *PESC'04 Conference*, June 2004.
4. S. Mariéthoz, "Mesure et amélioration des performances des modulateurs multiniveaux", *Conférence JCGE'03*, Juin 2003.
5. S. Mariéthoz, M. Veenstra, "Alimentation d'onduleurs multiniveaux asymétriques : analyse des possibilités de réalisation et méthodes de répartition de la puissance", *Conférence JCGE'03*, Juin 2003.
Revue internationale de génie électrique RIGE, vol. 7, no. 3-4, pp. 263-278, Juin 2004.
6. S. Mariéthoz, A. Rufer, "Design and control of asymmetrical multilevel inverters", *IECON'02 Conference*, November 2002.
7. S. Mariéthoz, A. Rufer, "Open loop and closed loop spectral frequency active filtering" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 4 pp. 564-573, July 2002.
8. S. Mariéthoz, A. Rufer, "Dimensionnement et commande des onduleurs multiniveaux asymétriques", *Conférence CIFA'02*, Juin 2002.
e-STA Science et Technologie de l'Automatique,
[http ://www.e-sta.see.asso.fr/accueil.php](http://www.e-sta.see.asso.fr/accueil.php), Décembre 2003.
9. S. Mariéthoz, A. Rufer, "Control of the frequency spectrum with the help of open loop and closed loop algorithms in active filters" *PCIM'02 Conference*, May 2002.

10. J. Song-Manguelle, S. Mariéthoz, M. Veenstra, A. Rufer, "*A generalized design principle of a uniform step asymmetrical multilevel converter for high power conversion*" *EPE'01 Conference*, August 2001.
11. J. Song-Manguelle, M. Veenstra, S. Mariéthoz, A. Rufer, "*Convertisseurs multiniveaux asymétriques pour des applications de moyenne et forte puissance*" *Conférence EPF'00*, Novembre 2000.
12. S. Mariéthoz, A. Rufer, "*Vers le traitement numérique de l'énergie*", *Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens*, no.25, pp. 28-31, Décembre 1999

Curriculum vitæ

Jean-Sébastien né le 11 avril 1972 à Genève
Mariéthoz

Activités professionnelles

1999-2005	assistant au Laboratoire d'Electronique Industrielle (LEI - EPFL)
2000-2001	ingénieur consultant pour la société IMV, Riazino
1997-1998	service civil comme assistant au Laboratoire d'Electronique des Systèmes et de Traitement de l'Information LESTI - ENSERG - INPG, Grenoble
mai-août 1997	développement d'une alimentation de moteur au laboratoire d'électromécanique (LEME - EPFL)

Formation

2005	<i>Docteur ès sciences techniques EPFL</i> Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL)
1997	<i>Diplôme d'ingénieur électricien EPFL</i> Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL)
1993	<i>Diplôme d'ingénieur électricien ETS</i> <i>orientation télécommunications</i> Ecole d'Ingénieurs de Genève (EIG)